



## 저작자표시-비영리-변경금지 2.0 대한민국

이용자는 아래의 조건을 따르는 경우에 한하여 자유롭게

- 이 저작물을 복제, 배포, 전송, 전시, 공연 및 방송할 수 있습니다.

다음과 같은 조건을 따라야 합니다:



저작자표시. 귀하는 원저작자를 표시하여야 합니다.



비영리. 귀하는 이 저작물을 영리 목적으로 이용할 수 없습니다.



변경금지. 귀하는 이 저작물을 개작, 변형 또는 가공할 수 없습니다.

- 귀하는, 이 저작물의 재이용이나 배포의 경우, 이 저작물에 적용된 이용허락조건을 명확하게 나타내어야 합니다.
- 저작권자로부터 별도의 허가를 받으면 이러한 조건들은 적용되지 않습니다.

저작권법에 따른 이용자의 권리는 위의 내용에 의하여 영향을 받지 않습니다.

이것은 [이용허락규약\(Legal Code\)](#)을 이해하기 쉽게 요약한 것입니다.

[Disclaimer](#)

工學博士 學位論文

유도전동기의 저속영역 센서리스 제어에  
관한 연구

A Study on Sensorless Control of Low Speed Range  
for Induction Motor

指導教授 金 成 煥

The background of the page features a large, light blue watermark of the Korea Maritime & Ocean University (KMOU) logo. The logo is circular, with the university's name in English, "KOREA MARITIME & OCEAN UNIVERSITY", around the top edge. In the center is a stylized graphic of a ship's mast or a similar structure. Below the graphic, the year "1945" is inscribed. The bottom edge of the logo contains the university's name in Korean, "한국해양대학교".

2020年 2月

韓國海洋大學校 大學院

機關시스템工學科

許 栽 正

本 論文을 許裁正의 工學博士 學位論文으로 認准함.

委員長 工學博士 金 宗 洙



委 員 工學博士 吳 世 眞



委 員 工學博士 金 鉉 洙



委 員 工學博士 尹 璟 國



委 員 工學博士 金 成 煥



2019年 12月 20日

韓國海洋大學校 大學院

# 목 차

목차 .....	i
그림목차 .....	iv
표목차 .....	vii
Abstract .....	viii
기호 및 약어 .....	xii
1. 서 론 .....	1
1.1 연구배경 및 동향 .....	1
1.2 연구 목적 .....	3
1.3 논문의 구성 .....	4
2. 유도전동기 제어방법 .....	6
2.1 직접토크제어 .....	6
2.1.1 직접토크제어 알고리즘 .....	6
2.1.2 직접토크제어의 기본 개념과 이론 .....	8
2.2 벡터제어 .....	14
2.2.1 직접벡터제어 .....	15
2.2.2 간접벡터제어 .....	18
3. AFE 정류기와 Inverter 전류 제어 방식 .....	23
3.1 히스테리시스 제어 .....	23
3.2 삼각파 비교 전류 제어 .....	26
3.3 공간 벡터 전압 변조 방식 .....	30
3.3.1 공간 벡터 변조 기법의 원리 .....	32
3.3.2 대칭 공간 벡터 변조 방식 .....	37
3.4 개선된 공간 벡터 전압 변조 방식 .....	41

3.4.1 공간 벡터 변조 패턴 .....	41
<b>4. 유도전동기 센서리스 속도제어 방식 .....</b>	<b>49</b>
4.1 속도추정기에 의한 방식 .....	49
4.2 모델기준적응제어에 의한 방식 .....	51
4.3 신경회로망을 이용한 방식 .....	53
4.4 고주파 신호주입을 이용한 방식 .....	57
4.5 칼만필터를 이용한 방식 .....	60
4.6 슬롯고조파 분석을 이용한 방식 .....	62
4.7 상태궤환 선형화 기법을 이용한 방식 .....	64
4.8 유도전동기 센서리스 속도제어 방식 비교 .....	69
<b>5. 제안하는 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어 .....</b>	<b>71</b>
5.1 이론적 배경 .....	71
5.2 제어 알고리즘 및 특징 .....	78
<b>6. 컴퓨터 시뮬레이션 .....</b>	<b>81</b>
6.1 속도검출기가 있는 유도전동기 속도제어 .....	83
6.2 제안하는 센서리스 유도전동기 속도제어 .....	89
6.3 시뮬레이션 결과 검토 .....	96
<b>7. 실험장치의 구성과 실험결과 .....</b>	<b>97</b>
7.1 전력변환시스템의 제어회로 구성 .....	97
7.1.1 마이크로프로세서 .....	98
7.1.2 인터페이스 .....	99
7.1.3 게이트 드라이브 .....	102
7.1.4 부하 인가 장치 .....	104
7.2 실험결과 및 검토 .....	104

8. 결 론 .....	115
참고문헌 .....	118



## 그림 목차

Fig. 2.1	Control block diagram for direct torque control. ....	7
Fig. 2.2	Conception of direct torque control. ....	10
Fig. 2.3	Characteristics of flux and torque hysteresis comparator. ....	13
Fig. 2.4	Vector diagram for indirect vector control. ....	18
Fig. 2.5	The block diagram of indirect vector controlled induction motor. ....	22
Fig. 3.1	Operating principles of hysteresis controller. ....	24
Fig. 3.2	Operation of the 3-phase hysteresis controller. ....	25
Fig. 3.3	Principle of sinusoidal PWM. ....	26
Fig. 3.4	Voltage modulation area in SPWM. ....	28
Fig. 3.5	Current characteristics of SPWM. ....	30
Fig. 3.6	Space vector expressed in a complex number plane. ....	32
Fig. 3.7	Movement of the reference voltage vector. ....	33
Fig. 3.8	Process of voltage modulation. ....	34
Fig. 3.9	Controlled voltage areas in SVPWM. ....	37
Fig. 3.10	Current characteristics with the position of effective vectors. ....	38
Fig. 3.11	The inject process for effective vectors and zero vectors. ....	39
Fig. 3.12	Switching process with three-phase modulation. ....	39
Fig. 3.13	Switching process in each region. ....	40
Fig. 3.14	Switching pattern generation method of the proposed SVPWM. ....	45
Fig. 3.15	Implementation of the PWM method. ....	48
Fig. 4.1	The block diagram of sensorless speed control method by speed estimator. ....	49
Fig. 4.2	The block diagram of the speed estimation for model reference adaptive control. ....	52
Fig. 4.3	Structure of artificial neuron. ....	54
Fig. 4.4	Identification model for dynamic systems using the neural network. ....	55

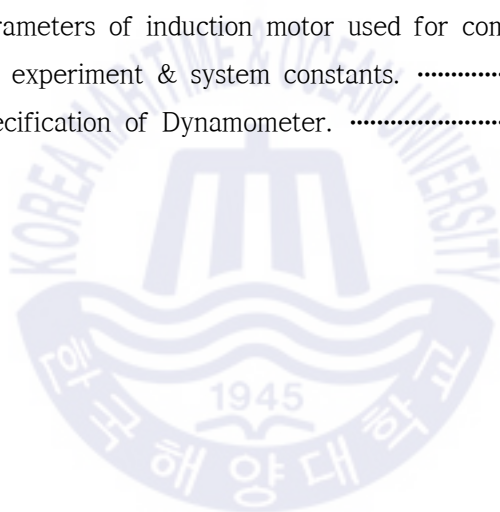
Fig. 4.5	Block diagram of IM sensorless control using neural network. ....	56
Fig. 4.6	Injection and measurement axes in the synchronous reference flame. ....	58
Fig. 4.7	Block diagram of sensorless control using high frequency voltage injection for induction motor. ....	59
Fig. 4.8	Speed estimation block diagram using Kalman filter. ....	61
Fig. 4.9	Speed estimation block diagram using rotor slots ripple. ....	64
Fig. 4.10	Nonlinear control of induction motor by input-output linearization. ....	69
Fig. 5.1	Input and output variables of induction motor. ....	73
Fig. 5.2	Input and output variables of numerical model. ....	73
Fig. 5.3	An example of $d, q$ axis and stator currents for model and motor. ....	76
Fig. 5.4	The block diagram of the proposed Inverter system. ....	80
Fig. 6.1	The PSIM schematic diagram of the Proposed power conversion system. ....	83
Fig. 6.2	Simulation responses for step change of speed setting & load torque. (0→50[rpm], 0→5[N-m]) ....	84
Fig. 6.3	Simulation responses for step change of speed setting. (0→25[rpm], 10[N-m]) ....	86
Fig. 6.4	Simulation responses for step change of speed setting. (0→10[rpm], 10[N-m]) ....	87
Fig. 6.5	Simulation responses for step change of speed setting. (100→-100[rpm]) ....	88
Fig. 6.6	Simulation responses for step change of speed setting. (0→200[rpm], 5[N-m]) ....	89
Fig. 6.7	Simulation responses for step change of speed setting & load torque. (0→50[rpm], 0→5[N-m]) ....	91
Fig. 6.8	Simulation responses for step change of speed setting. (0→25[rpm], 10[N-m]) ....	93
Fig. 6.9	Simulation responses for step change of speed setting.	



(0→10[rpm], 10[N-m]) .....	94
<b>Fig. 6.10</b> Simulation responses for step change of speed setting.	
(100→-100[rpm]) .....	95
<b>Fig. 6.11</b> Simulation responses for step change of speed setting.	
(0→200[rpm], 5[N-m]) .....	96
<b>Fig. 7.1</b> Control diagram for Power conversion system. ....	98
<b>Fig. 7.2</b> PCL-818 Card block diagram. ....	99
<b>Fig. 7.3</b> Interface part of DC-Link. ....	101
<b>Fig. 7.4</b> Interface part for measurement of Input current. ....	101
<b>Fig. 7.5</b> Interface part for measurement of Input voltage. ....	102
<b>Fig. 7.6</b> Interface part for D/A conversion. ....	103
<b>Fig. 7.7</b> Configuration of power distribution circuit for gate drive using transformer. ....	103
<b>Fig. 7.8</b> Configuration of gate drive circuit. ....	104
<b>Fig. 7.9</b> Configuration of gate drive. ....	104
<b>Fig. 7.10</b> Configuration of the experiment. ....	106
<b>Fig. 7.11</b> Experimental responses for step change of speed setting & load torque. (0→50[rpm], 0→5[N-m]) .....	107
<b>Fig. 7.12</b> Experimental responses for step change of speed setting.	
(0→25[rpm], 10[N-m]) .....	108
<b>Fig. 7.13</b> Experimental responses for step change of speed setting.	
(0→10[rpm], 10[N-m]) .....	110
<b>Fig. 7.14</b> Experimental responses for step change of speed setting.	
(100→-100[rpm]) .....	111
<b>Fig. 7.15</b> Experimental responses for step change of speed setting.	
(0→200[rpm], 5[N-m]) .....	113

## 표 목차

Table 2.1	Comparison table of variable speed drive. ....	8
Table 2.2	Selected vector and means. ....	10
Table 2.3	Optimum switching voltage vector look-up table. ....	14
Table 3.1	Space vector according to switching state. ....	31
Table 3.2	Comparison of voltage utilization by modulation technique. ..	37
Table 4.1	Comparison of low speed range by sensorless speed control of induction motor. ....	70
Table 6.1	Parameters of induction motor used for computer simulation and experiment & system constants. ....	83
Table 7.1	Specification of Dynamometer. ....	105



# 유도전동기 저속영역 센서리스 제어에 관한 연구

허 재 정

한국해양대학교 대학원

기관시스템공학과

## 요 약

유도전동기의 속도를 검출하기 위해서는 회전자에 엔코더 등의 속도 검출기가 주로 사용되어 왔지만 설치환경, 신뢰성 그리고 가격 등의 제약으로 인하여 속도검출기가 없는 센서리스 속도제어 방식이 폭 넓게 연구되고 있다. 또한, 대부분의 센서리스 벡터제어는 고속영역에서 비교적 양호한 제어 결과를 얻을 수 있지만 저속영역에서는 제어특성이 저하하는 경향을 보여 주었다.

본 논문에서는 AFE 정류기와 전류오차보상법을 이용한 센서리스 속도제어법에 공간벡터변조방식을 이용한 간접벡터제어를 결합하여 새로운 제어시스템을 제안하였다. AFE 방법은 교류전원의 입력전류를 능동적으로 제어하여 입력 전압과 전류에 포함된 고조파를 감소시킬 수 있고 입력전원의 역률을 제어하여 전력의 품질을 향상시키는 특성을 가진다. 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어법은 유도전동기와 수식모델의 고정자 전류차이가 감소하는 방향으로 고정자 전압을 인가함으로써 유도전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하도록 하는 방식으로 직접 속도를 제어하지 않고 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차이를 0에 가깝게 함으로써 간접적으로 유도전동기의 속도를 제어하는 방법이다.

본 논문에서는 기존의 히스테리시스 제어와 삼각파 비교 변조 방식에 비하여 전류와 토크에 포함된 고조파가 적고 기존의 공간벡터변조 방식보다 스위칭 주기가 1/2로 감소하여 스위칭 손실이 감소되며, 계산 시간을 크게 줄일 수 있어 연산 구조가 매우 간단하기 때문에 저가의 제어기에서도 손쉽게 구현이 가능한 개선된 공간벡터변조법을 적용하여 전류제어를 수행하였다. 또한, 기존의 센서리스 속도제어 알고리즘의 문제점인 극저속에서부터 저속영역에 이르기까지의 동특성 개선과 파라메타 변동에 대해서도 강인성을 가지는 실용성에 초점을 맞추어 연구를 수행하였다.

제안된 알고리즘과 시스템의 적용 가능성을 확인하기 위해서 AFE 정류기와 2.2[kW] 유도전동기를 사용하여 개선된 SVPWM을 적용한 간접 벡터제어의 응답특성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 분석한 결과, 고조파가 적은 우수한 입력전류가 공급되어 극저속영역과 저속영역에서 유도전동기의 속도응답 및 부하특성이 양호함을 확인하였다.

**KEY WORDS:** 유도전동기, Active front end, 센서리스 제어, 공간벡터변조, 전류오차보상법

# A Study on Sensorless Control of Low Speed Range for Induction Motor

Jae Jung Hur

Department of Marine System Engineering  
Graduate School of Korea Maritime and Ocean University

## Abstract

In order to detect the speed of an induction motor, a speed detector such as an encoder has been mainly used in the rotor, but a sensorless speed control method without a speed detector has been widely studied due to constraints such as installation environment, reliability, and price. In addition, most sensorless vector controls show a relatively good control result in the high speed region, but show a tendency of deterioration of control characteristics in the low speed region.

In this paper, we propose a new control system by combining indirect vector control using spatial vector modulation with sensorless speed control using AFE rectifier and current error compensation. The AFE method can control harmonics included in the input power by actively controlling the input current of the AC power, and have the characteristics of making power excellent quality by controlling the power factor of the input voltage and current. In the sensorless speed control method using current error compensation,

a stator voltage is applied to reduce the stator current difference between the induction motor and the modified model so that the speed of the induction motor follows the speed of the model. It is a method controlling the speed of induction motors indirectly by making the current difference between the induction motor and the mathematical model close to zero without controlling the speed directly.

In this paper, an improved space vector modulation method in which less harmonics are included in current and torque than conventional hysteresis control and triangular wave comparison modulation, switching cycle is reduced by 1/2 compared to conventional space vector modulation. And the computational structure is so simple that it can be easily implemented in low-cost controllers. In addition, this study focuses on the practicality of robustness against parameter variation and dynamic characteristics improvement from very low speed to low speed, which is a problem of the conventional sensorless speed control algorithm.

In order to verify the applicability of the proposed algorithm and system, the response characteristics of the indirect vector control using the modified SVPWM using the AFE rectifier and the 2.2[kW] induction motor were analyzed through computer simulation and experiments. As a result, It is confirmed that the excellent input current is supplied and the speed response and load characteristics of the induction motor are excellent even in the extremely low speed range and the low speed range.

**KEY WORDS:** Induction motor, Active front end, Sensorless control, Space vector pulse width modulation, Current error compensation method

## 기호 및 약어

$\alpha, \beta$	: 고정 직교 좌표계
$B$	: 마찰계수 [ $N \cdot m / rad / s$ ]
$d-q$	: 동기회전좌표계
$d^m, q^m$	: 고주파 주입신호 응답 측정축
$e_m$	: 역기전력 [ $V$ ]
$\tilde{e}_m$	: 추정된 역기전력 [ $V$ ]
$G_m$	: 인덕턴스 행렬
$g(\theta)$	: 공극길이
$i_{as}, i_{bs}, i_{cs}$	: 고정자 상전류 [ $A$ ]
$i_{ar}, i_{br}, i_{cr}$	: 회전자 상전류 [ $A$ ]
$i_{dr}, i_{qr}$	: $d-q$ 축 회전자전류 [ $A$ ]
$i_{ds}, i_{qs}$	: $d-q$ 축 고정자전류 [ $A$ ]
$i_{dsh}^m, i_{qsh}^m$	: $q^m, d^m$ 축에서의 전류 [ $A$ ]
$i_m$	: 자속전류 [ $A$ ]
$i_{qdos}$	: $d-q$ 축 고정자전류 [ $A$ ]
$i_r$	: 회전자전류 [ $A$ ]
$i_{ref}$	: 자속전류지령치 [ $A$ ]
$I_s$	: 회전자축 고정자전류 [ $A$ ]
$i_s$	: 고정자전류 [ $A$ ]
$\mathbf{i}_s$	: 고정자전류 행렬
$i_{\alpha r}, i_{\beta r}$	: $\alpha-\beta$ 축 회전자전류 [ $A$ ]

$i_{\alpha s}, i_{\beta s}$	: $\alpha - \beta$ 축 고정자전류 [ $A$ ]
$J$	: 관성모멘트 [ $kg \cdot m^2$ ]
$K_s$	: $a, b, c$ 3상축에서 $d - q$ 축 변환행렬
$K_{d1}, K_{d2}, K_i$	: 상수
$K_p, K_{q1}, K_{q2}$	: 상수
$K_{mi}, K_{mp}, K_{ti}, K_{tp}$	: 상수
$L$	: 인덕턴스 행렬
$L_{lr}$	: 회전자 누설인덕턴스 [ $H$ ]
$L_{ls}$	: 고정자 누설인덕턴스 [ $H$ ]
$L_m$	: 상호인덕턴스 [ $H$ ]
$L_r$	: 회전자 자기인덕턴스 [ $H$ ]
$L_s$	: 고정자 자기인덕턴스 [ $H$ ]
$m$	: 수식모델변수
$P$	: 극수
$P$	: 전동기의 출력 [ $W$ ]
$p$	: 미분연산자
$P_m$	: 기계적 출력 [ $W$ ]
$R$	: 저항 행렬
$R_r$	: 회전자저항 [ $\Omega$ ]
$R_{rn}$	: 공칭회전자저항 [ $\Omega$ ]
$R_s$	: 고정자저항 [ $\Omega$ ]
$S_a, S_b, S_c$	: 인버터 스위치
$s$	: 라플라스 연산자



$T(\hat{\theta}_e)$	: 고정좌표계에서 회전좌표계로의 변환행렬
$T_1, T_2, T_0$	: 전압벡터 인가시간 [s]
$T_1', T_2', T_0'$	: 인버터 포화시의 전압벡터 인가시간 [s]
$T_e, T_L$	: 출력토크 및 부하토크 [ $N \cdot m$ ]
$T_r$	: 회전자 시정수 [s]
$T_s$	: 샘플링주기 [s]
$\mathbf{V}$	: 전압 행렬
$V_{ab}, V_{bc}, V_{ca}$	: 선간전압 [V]
$V_{an}, V_{bn}, V_{cn}$	: 인버터 출력전압 [V]
$V_{ar}, V_{br}, V_{cr}$	: 고정자측으로 변환한 회전자 상전압 [V]
$V_{as}, V_{bs}, V_{cs}$	: 고정자 상전압 [V]
$V_{dc}$	: 직류링크전압 [V]
$V_s$	: 고정자전압 [V]
$\mathbf{v}_s$	: 복소평면상의 전압벡터 [V]
$V_{dr}, V_{qr}$	: $d-q$ 축 회전자전압 [V]
$V_{ds}, V_{qs}$	: $d-q$ 축 고정자전압 [V]
$\mathbf{V}_{qdos}$	: $d-q$ 축 고정자전압 [V]
$V_{qsh}^m, V_{dsh}^m$	: $q^m, d^m$ 축에서의 단자전압 [V]
$V_{\alpha r}, V_{\beta r}$	: $\alpha-\beta$ 축 회전자전압 [V]
$V_{\alpha s}, V_{\beta s}$	: $\alpha-\beta$ 축 고정자전압 [V]
$\mathbf{Z}$	: 임피던스 행렬
$X_{\alpha r}, X_{\beta r}$	: $\alpha-\beta$ 축 회전자 상태변수
$\alpha, \beta$	: 고정직교좌표계

$\Theta_e$	: 동기각변위 [ $rad$ ]
$\Theta_{em}$	: 수식모델의 동기각변위 [ $rad$ ]
$\Theta_r$	: 전동기각변위 [ $rad$ ]
$\Theta_{sl}$	: 슬립각변위 [ $rad$ ]
$\lambda_{dr}, \lambda_{qr}$	: $d-q$ 축 회전자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_{ds}, \lambda_{qs}$	: $d-q$ 축 고정자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_{qdos}$	: $d-q$ 축 고정자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_r$	: 회전자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_r$	: 회전자자속 행렬
$\tilde{\lambda}_r$	: 추정된 회전자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_s$	: 고정자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_{\alpha r}, \lambda_{\beta r}$	: $\alpha-\beta$ 축 회전자자속 [ $Wb$ ]
$\lambda_{\alpha s}, \lambda_{\beta s}$	: $\alpha-\beta$ 축 고정자자속 [ $Wb$ ]
$\sigma$	: 누설계수
$\omega_e$	: 동기각속도 [ $rad/s$ ]
$\omega_h$	: 고조파 주파수 [ $Hz$ ]
$\omega_m$	: 기계적 각속도 [ $rad/s$ ]
$\omega_r$	: 전동기의 전기적 각속도 [ $rad/s$ ]
$\omega_{ref}$	: 속도 지령치 [ $rad/s$ ]
$\omega_{sl}$	: 슬립각속도 [ $rad/s$ ]
$\wedge$	: 추정치
$*$	: 지령치
$\times$	: 벡터곱

.	: 스칼라곱
A/D	: Analog to digital
AFE	: Active frond end
BPF	: Band pass filter
CT	: Current tranducer
DFE	: Diode frond end
DTC	: Direct torque control
FFT	: Fast fourier transform
FOC	: Field orientation controller
GTO	: Gate turn-off thyristor
IC	: Integrated circuit
IGBT	: Insulated gate bipolar transistor
IM	: Induction motor
INV	: Inverter
LPF	: Low pass filter
PC	: Personal computer
PWM	: Pulse width modulation
SPWM	: Sinusoidal Pulse width modulation
SVPWM	: Space vector Pulse width modulation

# 1. 서 론

## 1.1 연구의 배경 및 동향

최근 지구환경을 보호하기 위하여 국제사회에서는 각종 환경오염규제를 강화하고 있다. 해양산업 분야에서는 국제해사기구를 중심으로 선박에서 배출되는 환경오염물질을 줄이기 위해 여러 규제를 시행하고 있으며, 특히 선박의 추진기관으로 사용되는 디젤엔진에서 배출되는 질소산화물, 황산화물, 이산화탄소, 미세먼지 등 대기환경 오염물질의 배출 저감을 위한 규제가 강제화 될 예정이다. 이러한 규제에 대응하기 위해 천연가스, 연료전지, 태양광 등 친환경에너지를 이용하여 발전된 전기로 유도전동기를 구동하여 선박을 추진하는 전기추진시스템에 대한 연구가 활발히 이루어지고 있다.[2-6] 기존의 전기추진시스템에서는 교류를 직류로 변경하기 위하여 ON-OFF 제어가 불가능한 다이오드 소자를 이용한 DFE 방식이 많이 사용되었으나, 높은 수준의 저차고조파가 입력전원에 많이 포함되어 있어 전력의 품질이 낮아지고 역률의 저하로 시스템 전체의 효율이 감소되었다. 이를 해결하기 위하여 설치한 대용량 수동필터, 노치 필터 및 상전이 변압기로 인하여 시스템의 부피가 크게 증가하고 시스템의 가격이 상승되었다. 최근에는 교류전원의 입력전류를 능동적으로 제어하여 입력전압과 전류에 포함된 고조파를 감소시킬 수 있고 입력전원의 역률을 제어하여 전력의 품질을 개선시킬 수 있는 AFE 방법이 중·소형 선박의 추진시스템에서 많이 적용되고 있다.[7-8]

기존 AC-DC 컨버터의 입력 전류는 자연적으로 고조파 왜곡을 유발하는 비 사인파형이다. 이를 개선하기 위해 인버터로 하여금 지령 전압과 동일한 크기 및 주파수의 기본파 전압이 발생하도록 각상 스위치의 ON-OFF

를 위한 게이팅 펄스(Gating Pulse)를 발생시키는 PWM(Pulse Width Modulation)이 있다. 이 중 사인파 펄스폭 변조는 반송파 기반 PWM의 일종으로, 변조 신호가 반송파 신호와 비교하여 게이트 펄스를 생성한다. 이 변조방법은 좁은 선형성 범위를 가지며 이는 SPWM의 가장 큰 단점이다. 이러한 제약을 개선한 변조 방식이 공간벡터 변조방식이다. 이 변조방식의 선형 범위는 변조지수 1.15까지이고 전류와 토크에 포함된 고조파가 다른 기법보다 적다는 장점으로 인해 가장 널리 사용되고 있다.[1]

순시 토크제어나 고성능 속도제어가 필요한 분야에서는 벡터제어 이론이 넓게 이용되고 있다. 벡터제어란 빠른 과도 응답을 갖는 토크제어를 위하여 유도전동기의 고정자 전류벡터를 동기속도로 회전하는 기준축상에서 회전자 자속벡터와 같은 방향을 이루는 자속전류 성분과 수직을 이루는 토크전류 성분으로 분리하여 각각 자속과 토크를 제어하게 함으로써 타여자 직류전동기와 같은 제어성능을 얻을 수 있게 한다. 유도전동기의 벡터제어를 위해서는 자속의 회전각과 자속의 크기를 알아야 하며, 이 방법에는 직접법과 간접법이 있다. 직접벡터제어법은 센서 등을 이용하여 자속을 직접 측정하거나 고정자전류, 전압 등을 측정하여 자속을 추정하는 방법이며[9], 간접벡터제어는 고정자의 토크전류 및 자속전류로부터 슬립 각속도를 계산하고 여기에 회전자 속도를 더하여 자속각으로 이용하는 방법이다[10-12]. 따라서, 고성능 유도전동기 벡터제어를 위해서는 자속정보나 회전자의 속도에 대한 정보가 필수적이다[13-15].

속도정보를 얻기 위해서는 회전자에 엔코더 등의 속도 검출기를 부착하여야 한다. 엔코더 등을 유도전동기 제어시스템에 사용할 경우 회전자의 속도 및 위치를 연속적으로 검출할 수 있다는 장점이 있으나, 전체시스템의 가격을 상승시키고 제어 알고리즘도 매우 복잡하며, 속도 검출부분의 문제점 발생 시 유도전동기를 구동할 수 없다는 큰 단점이 있다.

이에, 속도 및 위치검출기 관련 시스템의 문제 발생시에도 유도전동기의 비상운전이 가능한 센서리스제어 방법이 개발되었다. 그중에 고정자전

압 및 전류값을 측정하여 전동기 상태방정식으로부터 자속 및 회전자속도를 추정하는 방식[16-17], 고정자모델과 회전자모델로 구한 각각의 상태추정치의 차이를 적응메카니즘에 적용시킴으로써 속도를 추정하는 방식[18-19], 관측기에 의해 회전자속을 추정하고 고정자 전류오차와 회전자속을 이용하여 속도정보를 얻는 방식[20-21] 등이 있다. 또한, 인공지능 회로를 이용하는 방식[22-28], 입출력이 잡음의 영향을 받을 경우 최적의 필터링 알고리즘인 칼만필터를 이용하는 방식[29-32] 및 회전자슬롯에 의한 톨릭턴스 변화로 야기되는 고정자전압이나 전류 고조파를 측정하여 속도를 추정하는 방식[33-35] 고주파전류를 주입한 후 전압과 전류를 검출하여 속도를 추정하는 방식[36-38], 상태궤환 선형화 기법을 이용한 방식[39], 전류오차보상에 의한 방식[40-43]등이 발표되었다.

## 1.2 연구 목적

본 논문에서는 최적의 효율을 나타내는 개선된 공간벡터변조방식을 적용한 AFE 컨버터와 인버터의 제어시스템을 제안한다. 각 상의 스위칭을 위한 ON-OFF 게이팅 펄스 발생을 위해 변형된 대칭 공간벡터전압변조방식(Symmetrical SVPWM)을 이용하였는데 이 방식은 히스테리시스제어나 삼각파 비교 변조방식에 비하여 전류와 토크에 포함된 고조파가 적고 기존의 공간벡터변조방식보다 스위칭 주기가 1/2로 감소하여 스위칭 손실이 감소되며, 계산시간을 크게 줄일 수 있고 연산 구조가 매우 간단하기 때문에 저가의 제어기에서도 손쉽게 구현이 가능하다.

전류오차보상에 의한 센서리스 속도 제어방식은 실제 유도전동기와 수식모델의 고정자전류가 일치하도록 고정자전압을 인가함으로써 전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하도록 하는 방식으로서 직접 속도를 제어하지 않고 실제 유도전동기와 수식모델의 전류차가 0이 되도록 속도를 제어하는 것이다.

즉, 제어대상인 유도전동기와 전기적 파라미터가 동일한 수식모델을 이

용하여 양자의 전압 및 전류가 같아지도록 제어함으로써 유도전동기의 회전자속도를 모델의 속도지령치에 접근시킨다. 기존의 대부분 센서리스 속도제어 방식들은 고속영역에서 비교적 양호한 제어 결과를 얻을 수 있지만 저속영역에서는 좋은 제어특성을 기대하기 어렵다. 이를 개선하기 위하여 본 논문에서 제안한 전류오차보상에 의한 유도전동기 센서리스 속도제어 토폴로지는 광범위한 속도영역에서 전류 추종을 위해 PI 제어기를 사용하였고, 일정한 스위칭 주파수로 정밀한 전류제어를 위해 변형된 공간벡터변조방식을 적용하였다. 제안된 알고리즘은 전동기의 상전류를 전류센서로 검출하고, 전동기 공급전압을 이용하여 모델 전류를 계산한 후 지령전류 값으로 제어하기 위하여 PI 제어기를 사용하여 고정자 전압 입력값을 계산하고 고정자 전압 지령치를 전압 변조부를 통해 각 상에 공급한다.

특히, 극저속영역에서의 속도제어특성을 개선함으로써 저속영역에서의 양호한 속도제어 실현에 중점을 둔다. 즉, 센서리스 벡터제어의 약점인 극저속영역에서의 제어특성을 향상시켜 고속영역에 이르기까지 광범위한 운전영역에서 안정된 제어특성을 얻고자 한다.

본 논문은 변형된 SVPWM을 적용한 AFE 컨버터와 전류오차보상에 의한 유도전동기 센서리스 속도제어방식의 이론적인 배경 및 타당성을 기술하고 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 제안된 유도전동기 센서리스 속도제어방식의 우수성을 검증한다.

### 1.3 논문의 구성

본 논문의 구성은 다음과 같다.

1장 서론에서는 연구배경 및 동향과 연구목적을 기술하고,

2장에서는 유도전동기의 제어방법에 대하여 서술한다.

3장에서는 AFE 정류기 및 인버터의 전류제어방식에 대하여 기술하였으

며,

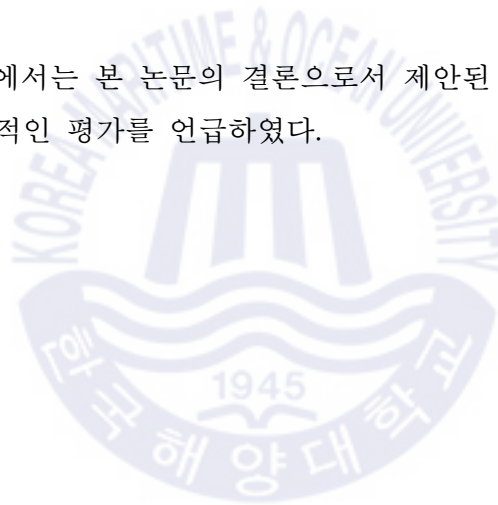
4장에서는 유도전동기 센서리스 속도제어 방식에 대하여 서술한다.

5장에서는 본 논문에서 제안하는 센서리스 속도제어방법에 대하여 기술하였고,

6장에서는 컴퓨터 시뮬레이션을 통하여 제안한 센서리스 속도제어방법의 특성을 확인하고,

7장에서는 제안한 센서리스 속도제어방법의 실현을 위한 실험장치의 구성과 실험을 통한 결과를 검토하여 제안한 전력변환방식의 우수성을 검증하였으며,

마지막으로 8장에서는 본 논문의 결론으로서 제안된 센서리스 속도제어 방법에 대한 전체적인 평가를 언급하였다.





## 2. 유도전동기 제어방법

### 2.1 직접토크제어

#### 2.1.1 직접토크제어 알고리즘

교류전동기가 높은 성능을 내기 위해 전자기적 토크를 순시적으로 제어할 수 있는 제어기법, 즉 토크 제어기법은 기본적으로 두 가지, 직접토크 제어[DTC]와 벡터제어[FOC]로 나눌 수 있다.

Fig. 2.1은 직접토크제어[DTC] 방식에 대한 제어기 구성도를 보여주며 이 방법은 유도전동기에서 전압과 전류값을 측정하여 토크와 고정자 자속을 계산하고 매 주기마다 토크와 자속의 지령치와 비교하여 토크의 오차, 자속의 오차가 각각 토크와 자속의 제어 정밀도에 따라 폭이 결정되는 히스테리시스 제어기로 입력된다. 히스테리시스 제어기의 출력은 전압벡터의 룩업 테이블[Look-Up table]의 입력으로 사용되며, 여기서 원하는 전압벡터를 찾아 출력한다. 직접토크제어는 자속과 토크를 독립적으로 제어하므로 빠른 응답성과 정확성을 얻을 수 있는 장점이 있다. 또한 자속과 토크의 오차를 입력으로 하는 히스테리시스 밴드 폭을 조정함으로써 제어 정밀도와 스위칭 주파수를 가변시킬 수 있다. 제어구조가 디지털 형태로 아주 단순하고, 토크의 동적특성이 전동기 회전자의 파라미터 변동에 영향이 적으며, 연산시간을 감소시킬 수 있는 장점이 있다.

하지만 스위칭 주파수가 가변되고, 토크와 속도에 많은 리플이 발생할 수 있으며 기동시와 토크 명령이 변화할 경우 그리고 저속영역에서는 제어특성이 저하될 수 있다는 단점이 있다.

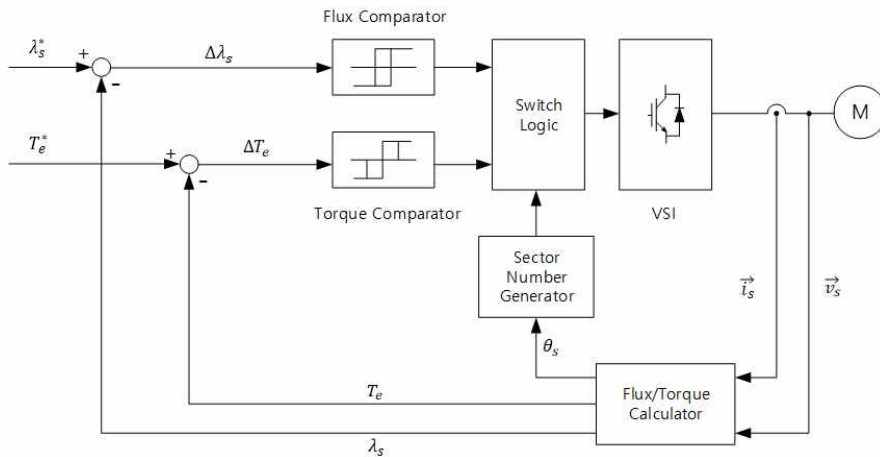


Fig. 2.1 Control block diagram for direct torque control.

직접토크제어 루프는 자속비교기, 토크비교기, 고정자 자속과 토크계산부, 스위칭벡터 선정부로 구성되어 있으며, 직접토크제어는 다음과 같은 장점을 가진다.

- ⊙ 좌표변환(Coordinate transformation)이 필요 없다.
- ⊙ 비간섭 제어(Voltage decoupling control)가 필요 없다.
- ⊙ 제어기가 감소된다.
- ⊙ Modulator를 사용하지 않는다.
- ⊙ 직접 토크를 제어한다.

Table. 2.1은 일반적으로 많이 사용되는 교류전동기의 대표적인 제어알고리즘의 특징을 나타내고 있다.

Table. 2.1 Comparison table of variable speed drives.

종 류	특 징
주파수제어방식 (V/F 방식)	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제어변수가 전압과 주파수.</li> <li>· 개루프 드라이브(Open-loop Drive).</li> <li>· 별도의 센서가 필요하지 않고 구현이 용이함.</li> <li>· 제어성능이 좋지 않음.</li> </ul>
직접토크 제어방식 (DTC방식)	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제어변수가 토크와 자속.</li> <li>· 전류 제어가 필요 없는 폐루프 드라이브(Closed-loop Drive).</li> <li>· 빠른 토크 응답과 정확한 속도제어.</li> <li>· 제어 알고리즘 구현이 용이함.</li> <li>· 저속에서 제어 성능이 낮음</li> </ul>
벡터제어방식 (FOC방식)	<ul style="list-style-type: none"> <li>· 제어변수가 전압, 주파수 그리고 전류.</li> <li>· 제어를 통한 폐루프 드라이브(Closed-loop Drive).</li> <li>· 빠른 토크 응답과 정확한 속도제어를 이룰 수 있음.</li> <li>· 제어가 복잡하고 토크가 간접적으로 제어됨.</li> </ul>

### 2.3.2 직접토크제어의 기본 개념과 이론

3상 정지 좌표계에서 유도전동기의 전압 방정식에 의해 고정자 자속은 식(2.1)와 같이 나타낼 수 있다.

$$V = R I + p \lambda \quad (2.1)$$

식(2.1)에서 고정자 자속의 값을 구하면 식(2.2)과 같다.

$$\begin{aligned}
\lambda_s &= \int (V_s - R_s i_s) dt \\
&= V_s \cdot t - R_s \int i_s dt \\
&= \frac{2}{3} E[S_a + S_b \exp(j\frac{2\pi}{3}) + S_c \exp(j\frac{4\pi}{3})] \cdot t \\
&\quad - R_s \int i_s dt + \lambda_s|_{t=0}
\end{aligned} \tag{2.2}$$

식(2.2)에서 고정자 저항값은 아주 작기 때문에 전압강하  $R_s i_s$ 가 첫째 항에 비해 매우 작다고 가정하고 무시하게 되면 고정자 자속은 고정자 전압의 크기에 비례하고 방향은 같은 벡터로 생각할 수 있다.

상기 관계를 식으로 나타내면 식(2.3)과 같다.

$$\Delta \lambda_s \approx V_s \Delta t \tag{2.3}$$

여기서  $\Delta t$ 는 샘플링 주기이다.

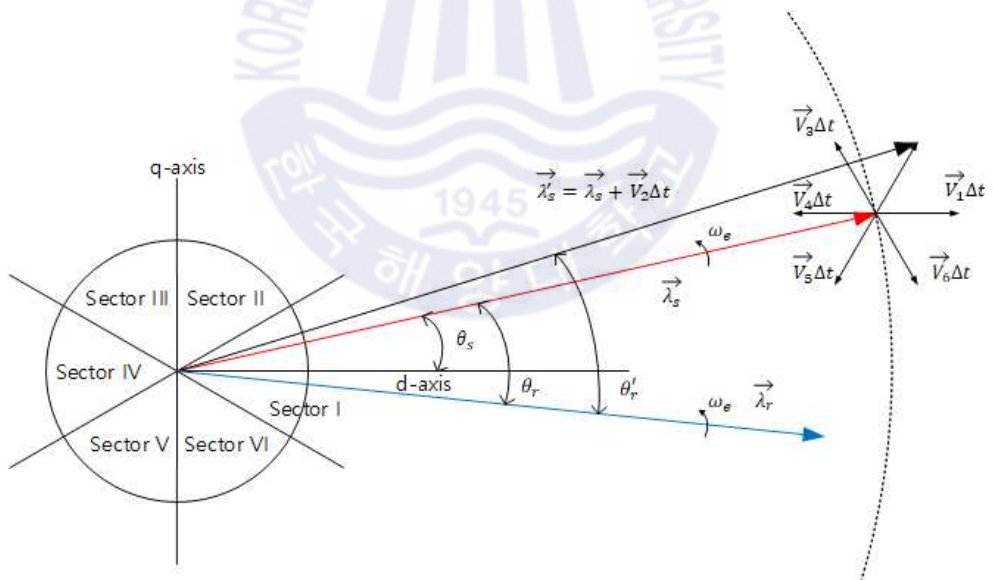
즉, 고정자 자속은 고정자 전압벡터  $\vec{V}_s$ 와 동일한 방향으로 움직인다.  $\vec{V}_s$ 이 유효벡터일 때,  $\lambda_s$ 는 인버터의 출력전압 벡터와 일정한 비율의 일정한 속도로 움직이고, 무효벡터일 때는 매우 적은 속도로 움직인다. 따라서, 자속의 회전속도는 인버터 출력 전압 벡터의 유효벡터와 무효벡터의 비율에 의해 제어된다.

고정자 자속이 n번째 영역[Sector]에 있을 때 선택되어지는 전압벡터에 대한 의미를 Table. 2.2에 나타내었다. 자속의 벡터는 인버터가 출력할 수 있는 8개의 전압벡터와 현재 위치에서 선택하는 인버터의 출력전압 벡터

에 따라 전동기의 자속과 토크의 선택 방향을 가진다. 스위칭 벡터는 자속의 크기뿐만 아니라 방향까지 고려하여 선택된다.

**Table. 2.2** Selected vector and means.

V(n)	Radial positive voltage vector
V(n+1)	Forward positive voltage vector
V(n+2)	Forward negative voltage vector
V(n+3)	Radial negative voltage vector
V(n-1)	Backward positive voltage vector
V(n-2)	Back ward negative voltage vector
V(0)	Zero voltage vector



**Fig. 2.2** Conception of direct torque control.

Fig. 2.2는 직접토크제어의 개념도로, 스위칭 벡터와 자속벡터를 나타낸

것이다. 히스테리시스 밴드 안에서 스위칭 벡터의 선택에 따라 회전하고 있는 자속의 궤적을 나타내고 있다. 자속은 맥동이 있는 원의 궤적을 그리면서 회전하게 된다.

식(2.4)는 자속의 히스테리시스 밴드를 나타내고 있다.

$$(|\lambda_s|^* - \Delta |\lambda_s|/2) \leq (|\lambda_s|) \leq (|\lambda_s|^* + \Delta |\lambda_s|/2) \quad (2.4)$$

자속 벡터의 선택은 히스테리시스 밴드 내에서의 크기에만 관계되는 것이 아니라 회전방향과도 관계가 있다.

먼저 시계방향으로 자속이 회전하고 있을 때 자속이 히스테리시스 밴드의 하한선에 접하면  $\vec{V}_6$  을 선택하게 되고, 히스테리시스 밴드의 상한선에 접하면  $\vec{V}_5$  를 선택하게 된다.

마찬가지로 반시계 방향으로 회전하고 있을 때에는  $\vec{V}_2$  와  $\vec{V}_3$  를 선택한다. 일단 자속이 결정되면 토크는 식(2.5)에 의하여 결정되어진다.

$$T_e = \frac{3P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \lambda_s \lambda_r \sin \theta_T \quad (2.5)$$

토크의 값  $T_e$  가 토크 지령치  $T_e^*$  에 닿았을 때,  $T_e$  는 인버터의 스위칭 주파수를 줄이기 위해서 최대한 천천히 감소하는 것이 좋다.

즉, 인버터의 스위칭 벡터 중에 무효벡터를 사용하는 것이 좋다. 토크는 회전방향에 따라 두 가지의 경우로 나누어진다.

$T_e^* - \Delta T_e \leq T_e \leq T_e^*$   $\lambda_s$  가 시계 방향으로 회전할 때

$T_e^* \leq T_e \leq T_e^* + \Delta T_e$   $\lambda_s$  가 반시계 방향으로 회전할 때

$\lambda_s$  가 시계방향으로 회전한다고 가정하면,  $T_e$ 가  $T_e^*$ 에 닿으면  $\lambda_s$ 를 정지시키고  $T_e$ 를 줄이기 위해 무효벡터가 선택되어진다.

반대로  $T_e$ 가  $T_e^* - \Delta T_e$ 에 닿으면 자속을 시계 방향으로 회전시키기 위한 유효벡터가 선정된다.

최적 스위칭 전압벡터 룩업 테이블 (Optimum Switching Voltage Vector Look-up table)에서 최적 전압벡터를 계산하기 위해서는 고정자 쇄교자속의 위치 정보를 알아야 한다. 이 위치정보는 정지좌표계에서의 고정자 쇄교자속의  $\alpha$ 축과  $\beta$ 축의 값으로부터 식(2.6a), (2.6b), (2.6c)를 이용하여 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned}\overrightarrow{\lambda_s} &= \lambda_{\alpha s} + j\lambda_{\beta s} \\ &= \int (v_{\alpha s} - R_s i_{\alpha s}) dt + j \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt\end{aligned}\quad (2.6a)$$

$$\lambda_s = \sqrt{\lambda_{\alpha s}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (2.6b)$$

$$\Theta_s = \tan^{-1}\left(\frac{\lambda_{\beta s}}{\lambda_{\alpha s}}\right) \quad (2.6c)$$

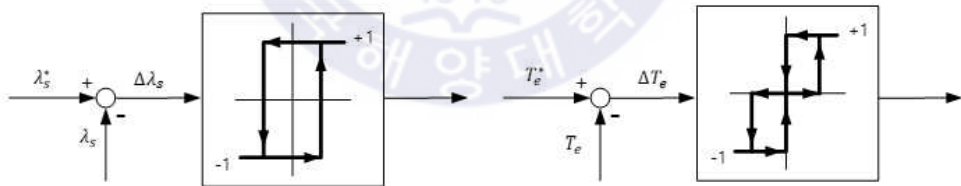
여기서,  $v_{\alpha s}$ ,  $v_{\beta s}$ ,  $i_{\alpha s}$ ,  $i_{\beta s}$  는 측정된 고정자 전압과 전류이다.

그러므로, 토크는 식(2.7)과 같이 나타낼 수 있다.

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (i_{\beta s} \lambda_{as} - i_{as} \lambda_{\beta s}) \quad (2.7)$$

Fig. 2.3(a)는 자속 히스테리시스 제어기를 나타내고 있다. 고정자 자속의 경우 자속의 값이 항상 양의 값을 가지므로 비교기 출력  $\Delta\lambda_s$ 는 2단계 (1,0)로 구성된다. 즉 고정자 자속의 오차가 양의 히스테리시스 밴드  $H_F$ 보다 클 경우에는  $\Delta\lambda_s = 1$ 이 되고, 고정자 자속오차가 음의 히스테리시스 밴드  $-H_F$ 보다 작을 경우에는  $\Delta\lambda_s = 0$ 으로 된다.

Fig. 2.3(b)는 직접토크제어방식의 인버터에서 사용되는 토크 히스테리시스 제어기를 나타낸다. 일반적으로 자속 히스테리시스 비교기와 달리 정방향과 역방향의 토크 지령에 대해 모두 추종이 가능하도록 출력  $\Delta T_e$ 는 3단계(-1,0,1)가 된다.



(a) Flux Comparator

(b) Torque Comparator

**Fig. 2.3** Characteristics of flux and torque hysteresis comparator.

Table. 2.3은 이러한 자속과 토크 히스테리시스 비교기 특성을 근거로 만들어지는 최적 스위칭 전압벡터의 룩업 테이블을 나타낸 것이다.



**Table. 2.3** Optimum switching voltage vector look-up table.

Comparator Output		Sector					
$x_{\lambda}$	$x_T$	I	II	III	IV	V	VI
+1	+1	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$
+1	0	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$
+1	-1	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$
-1	+1	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$
-1	0	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$	$\vec{V}_0$
-1	-1	$\vec{V}_5$	$\vec{V}_6$	$\vec{V}_1$	$\vec{V}_2$	$\vec{V}_3$	$\vec{V}_4$

## 2.2 벡터제어

유도전동기를 V/F 제어방식으로 제어하게 되면, 자속성분 전류와 토크 성분 전류의 상호 간섭으로 토크를 정확하게 발생시킬 수 없으며, 토크 응답의 시간 지연 때문에 정밀한 서보 제어방식으로 적절하지 않다. 따라서 유도전동기의 출력 토크를 정밀하기 위해서는 고정자 전류를 자속성분과 토크 성분 전류로 분리하여 각각을 독립적으로 제어하여야 한다. 이를 위하여 유도전동기의 고정자 전류를 동기 속도로 회전하는 d-q축으로 변환하고 d축을 회전자 자속 벡터와 일치시키면 d축 성분은 자속성분, q축 성분은 토크성분으로 상호 분리할 수 있어 타여자 직류전동기와 같은 특성을 낼 수 있으며, 이 기법을 자속기준제어(Field Oriented Control, FOC) 혹은 벡터제어(Vector Control)라고 한다.

벡터제어는 기준자속의 종류에 따라 고정자자속 기준제어(Stator Flux Oriented Control), 공극자속 기준제어(Air Gap Flux Oriented Control)와 회전자자속기준제어(Rotator Flux Oriented Control)등으로 구분되며, 자속

의 크기와 각 변위를 추정하는 방식에 따라 직접벡터제어(Direct Torque Control)와 간접벡터제어(Indirect Vector Control)로 나누어진다.

### 2.2.1 직접벡터제어

자속 피드백(feed-back)제어로 불리는 이 방식은 홀소자(Hall sensor)나 검출코일(sensing coil) 등에 의해 공극자속을 직접 검출하거나 전동기 단자전압, 전류 및 속도로 구성되는 자속모델을 이용하여 회전자 자속벡터의 크기와 위치를 구하는 방식이다. 직접측정법은 고정자 슬롯에 홀소자나 검출코일을 설치해야 하므로 기계적으로 취부하기 어려울 뿐만 아니라 슬롯에 의해 발생하는 고조파가 전동기속도에 따라 변하므로 필터의 설계가 복잡해진다. 따라서 전동기정수와 전압, 전류, 속도 등으로부터 간접적으로 추정한 자속벡터를 사용하는 것이 일반적이다.

#### (1) 고정자회로의 전압모델

먼저, 식(2.8a), (2.8b)와 같이 고정자전압을 적분하여 고정자자속을 구한다.

$$\lambda_{as} = \int (v_{as} - R_s i_{as}) dt \quad (2.8a)$$

$$\lambda_{\beta s} = \int (v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) dt \quad (2.8b)$$

고정자누설자속의 영향을 고려하여 회전자자속을 다음 식에 의해 구한다.

$$\lambda_{ar} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{as} - \sigma L_s i_{as}) \quad (2.9a)$$

$$\lambda_{\beta r} = \frac{L_r}{L_m} (\lambda_{\beta s} - \sigma L_s i_{\beta s}) \quad (2.9b)$$

여기서  $\sigma (= 1 - L_m^2 / L_s L_r)$  는 누설계수이다.

또한, 위 식으로부터 다음과 같이 회전자 자속각을 구한다.

$$\Theta_e = \tan^{-1} \left( \frac{\lambda_{\beta r}}{\lambda_{\alpha r}} \right) \quad (2.10)$$

위의 방식은 역기전력이 작은 저속영역에서 고정자 임피던스 강하 및 잡음의 영향으로 정확하지 않고, 또한 적분 시 측정 변수들의 오프셋(offset) 때문에 적분기가 포화되기 쉽다. 따라서 이 방법은 순수적분 대신 고주파 대역필터(High Pass Filter)를 사용하여 주로 고속운전영역에서 사용된다.

## (2) 회전자회로의 전류모델

저속운전영역에서는 회전자속도와 고정자전류로부터 자속을 연산하는 방식이 유용하다. 농형유도전동기일 경우  $v_{dr} = 0$  이고 정지좌표계에서는 기준축 속도  $\omega_e = 0$  이며  $d$  축과  $\alpha$  축이 일치하므로, 다음 식이 된다.

$$R_r i_{\alpha r} + \frac{d}{dt} \lambda_{\alpha r} + \omega_r \lambda_{\beta r} = 0 \quad (2.11)$$

고정자와 회전자의 쇄교자속 식에서  $i_{\alpha r}$  (정지좌표계에서  $i_{\alpha r} = i_{dr}$ ,

$i_{\beta r} = i_{qr}$ )을 구하여 식(2.11)에 대입하면 식(2.12a)를 얻을 수 있다.

$$\frac{d\lambda_{ar}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{as} - \omega_r \lambda_{\beta r} - \frac{1}{T_r} \lambda_{ar} \quad (2.12a)$$

여기서  $T_r (= \frac{L_r}{R_r})$  는 회전자시정수이다.

마찬가지로, 식(2.11)로부터 다음 식을 얻는다.

$$\frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} = \frac{L_m}{T_r} i_{\beta s} + \omega_r \lambda_{ar} - \frac{1}{T_r} \lambda_{\beta r} \quad (2.12b)$$

위의 두 식(2.12a), (2.12b)를 마이크로프로세서에서 실시간 연산하여 자속을 추정한다. 이 식들을 벡터 미분방정식으로 표시하면 식(2.13)이 된다.

$$\frac{d\lambda_r}{dt} = \left[ -\frac{1}{T_r} \mathbf{I} + \omega_r \mathbf{J} \right] \lambda_r + \frac{L_m}{T_r} \mathbf{i}_s \quad (2.13)$$

단,  $\lambda_r = [\lambda_{ar} \quad \lambda_{\beta r}]$ ,  $\mathbf{i}_s = [i_{as} \quad i_{\beta s}]$ ,

$$\mathbf{I} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{J} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix}$$

이 회전자회로의 전류모델에 의한 방식은 저속영역의 자속추정에 적합

하지만, 식(2.13)의 고유치가  $-1 / T_r \pm j\omega_r$  이므로 속도가 증가하면 허수부가 커져 진동하기 쉽다. 또한, 회전자 저항 및 회전자 인덕턴스가 사용되기 때문에 이들 전동기 상수가 정확하지 않는 경우나, 전동기 상수가 변화하는 경우에는 추정치에 큰 오차를 수반한다.

### 2.2.2 간접벡터제어

슬립주파수형 또는 피드포워드(feed-forward)제어로 불리는 이 방식은 동기회전좌표계상의 자속전류, 토크전류와 전동기정수를 이용하여 슬립지령각속도를 계산하고 이에 회전자속도를 더한 적분값을 자속각(field angle)으로 추정하여 제어하는 일종의 예측제어이다. 이 방식은 전동기 파라미터 변화에 민감하고 회전자속도정보를 위해 엔코더나 레졸바 등이 요구된다는 단점이 있지만 자속센서나 모델이 필요치 않으므로 보다 널리 적용되고 있다. 이 제어방식을 설명하기 위해 고정자 전류벡터를 각 기준축의 전류성분으로 분해한 벡터도를 Fig. 2.4에 나타내었다.

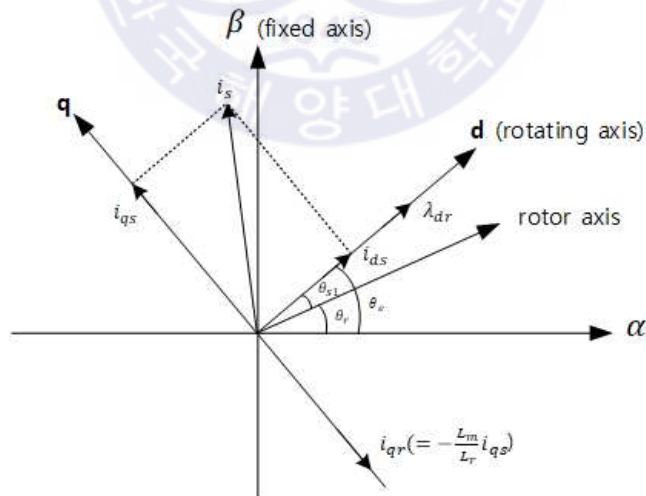


Fig. 2.4 Vector diagram for indirect vector control.

Fig. 2.4에서  $\alpha-\beta$  축은 고정자에 고정되어 있고  $d-q$  축은 동기각속도  $\omega_e$  로 회전하며  $d$  축과 일치되어 있는 회전자 자속축은 회전자축에 대해 슬립각( $\theta_{sl}$ )을 유지하면서 회전한다. 그러므로 고정자의 자속전류  $i_{ds}$ 와 토크전류  $i_{qs}$ 는 각각 회전자자속과 토크를 분리 제어함을 알 수 있다. 또한, 회전자각  $\theta_r$  과 자속 설정치로부터 구한  $\theta_{sl}$ 을 더하면 원하는 자속각  $\theta_e$ 를 구할 수 있으며 이를 좌표변환에 이용한다.

농형유도전동기인 경우 회전자의 전압방정식을 동기 회전 좌표계로 변환하면 식(2.14a), (2.14b)가 된다.

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + R_r i_{qr} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (2.14a)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + R_r i_{dr} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (2.14b)$$

단,  $\omega_{sl}(=\omega_e - \omega_r)$  은 슬립각속도이다.

또한, 고정자와 회전자의 쇄교자속으로 부터 구한  $d-q$  축 회전자전류 성분은 식(2.15a), (2.15b)와 같이 된다.

$$i_{qr} = \frac{1}{L_r} (\lambda_{qr} - L_m i_{qs}) \quad (2.15a)$$

$$i_{dr} = \frac{1}{L_r} (\lambda_{dr} - L_m i_{ds}) \quad (2.15b)$$

식(2.15a), (2.15b)를 식(2.14a), (2.14b)에 대입하여 회전자 전류값을 소거

하면 식(2.16a) 및 식(2.16b)가 된다.

$$-\frac{d\lambda_{qr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{qr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{qs} + \omega_{sl} \lambda_{dr} = 0 \quad (2.16a)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \frac{R_r}{L_r} \lambda_{dr} - \frac{L_m}{L_r} R_r i_{ds} - \omega_{sl} \lambda_{qr} = 0 \quad (2.16b)$$

유도전동기 제어 시 완전한 벡터제어를 행하면 회전자 쇄교자속의  $q$  축 성분은 영이 되며  $d$  축 성분 역시 일정하므로 토크는  $q$  축 전류성분에 의해서만 제어된다. 따라서 다음 식이 성립한다.

$$\lambda_{qr} = 0 \quad (2.17a)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = 0 \quad (2.17b)$$

식(2.17)을 식(2.16a), (2.16b)에 대입하면 식(2.18), (2.19)를 얻을 수 있다.

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{i_{qs}}{\lambda_{dr}} \quad (2.18)$$

$$T_r \frac{d\lambda_{dr}}{dt} + \lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.19)$$

또한, 식(2.15a) 및 식(2.17a)에 의해 식(2.20a)가 구해지며 일정자속제어

의 경우  $d\lambda_{dr}/dt = 0$  이므로 식(2.14b)로부터 식(2.20b)가 구해진다.

$$i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs} \quad (2.20a)$$

$$i_{dr} = 0 \quad (2.20b)$$

위 식을 식(2.14), (2.18) 및 식(2.19)에 대입하면 다음과 같은 자속, 슬립 및 토크식을 구할 수 있다.

$$\lambda_{dr} = L_m i_{ds} \quad (2.21)$$

$$\omega_{sl} = \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ds}} \quad (2.22)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \lambda_{dr} i_{qs} \quad (2.23)$$

그러므로 식(2.20)~(2.23)의 관계식은 유도전동기에 간접벡터제어이론을 적용할 때의 전동기모델이며 자속각은 전동기 각속도와 식(2.22)의 슬립지령 각속도를 더한 적분값인 다음 식이 된다.

$$\theta_e = \int \omega_e dt = \int (\omega_r + \omega_{sl}) dt \quad (2.24)$$

지금까지, 유도전동기의 벡터제어의 회전자전압과 회전자 쇄교자속 방



정식으로부터 식(2.20)~(2.23)과 같은 중요한 벡터제어 관계식을 유도하였는데 실제의 벡터제어 시스템의 성능을 좌우하는 전류제어기를 구성하기 위해서는 벡터제어 유도전동기의 고정자 전압방정식을 알아야 한다.

이는 고정자 전압방정식과 고정자 쇄교자속 방정식에 벡터제어 관계식 식(2.20a)와 식(2.20b)를 대입하여 구할 수 있으며 그 결과는 다음 식과 같다.

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + \sigma L_s p i_{qs} + \omega_e L_s i_{ds} \quad (2.25a)$$

$$v_{ds} = R_s i_{ds} - \omega_e \sigma L_s i_{qs} \quad (2.25b)$$

Fig. 2.5는 이상의 결과를 토대로 간접벡터제어이론을 적용한 유도전동기 모델을 나타낸다.

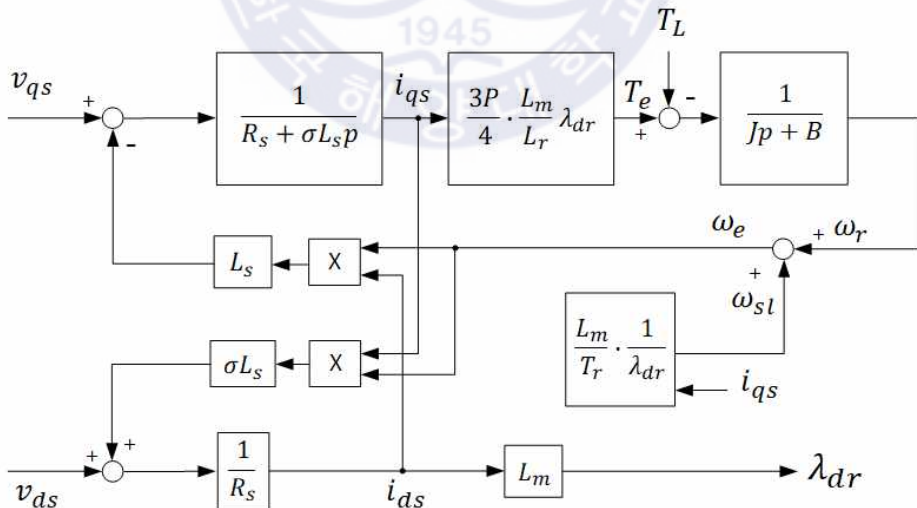


Fig. 2.5 The block diagram of indirect vector controlled induction motor.

### 3. AFE 정류기와 Inverter 전류 제어 방식

#### 3.1 히스테리시스 제어

히스테리시스 제어기는 조작량의 ON-OFF 동작을 되풀이하여 제어대상의 값을 목표값으로 유지하는 뱅-뱅(Bang-Bang) 제어의 일종으로 가장 간단한 전류 제어기이다. 히스테리시스 제어기의 동작 원리는 다음과 같다.

히스테리시스 제어기는 Fig. 3.1에 보이듯이 전류 지령  $i^*$ 와 실제 전류  $i$ 와의 오차를 순시적으로 측정하여 그 오차가 히스테리시스 폭(Band)이라 부르는 설정 값  $h$ 를 초과하는 순간 스위칭 소자의 상태를 전환하여 오차를 줄이도록 제어한다. 즉,

○  $i^* - i \leq -h$ 의 경우 : 아래 상 스위치(S-)를 켜서, 음(-)의 출력 전압( $-\frac{V_{dc}}{2}$ )을 인가하여 부하 전류를 감소시킨다.

○  $i^* - i \geq h$ 의 경우 : 위 상 스위치(S+)를 켜서, 양(+)의 출력 전압( $\frac{V_{dc}}{2}$ )을 인가하여 부하 전류를 증가시킨다.

이러한 동작 원리에 따라 실제 전류  $i$ 는 히스테리시스 폭  $h$ 의 오차 내에서 지령 전류  $i^*$ 를 추종한다고 볼 수 있다. 따라서 히스테리시스 폭  $h$ 는 허용된 전류 오차의 크기라 할 수 있는데,  $h$ 가 작을수록 전류 오차는 감소하지만 스위칭 주파수는 증가하게 된다.

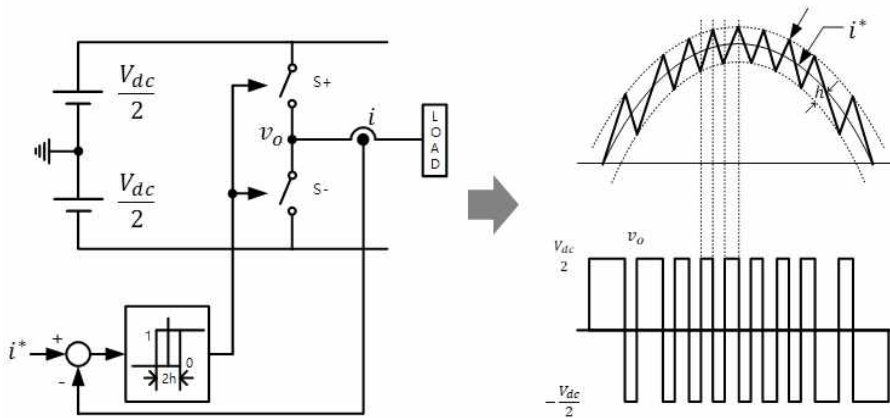


Fig. 3.1 Operating principles of hysteresis controller.

Fig. 3.2는 지령 전류 벡터  $i^*$ 를 중심으로 히스테리시스 제어 동작에 의한 실제 전류 벡터  $i$ 의 동작 범위를 복소수 평면상에서 나타내고 있다. 예를 들어 a상의 실제 전류가 지령 전류보다 커지면 실제 전류 벡터  $i$ 는 a상 축의 (+)쪽으로 이동하게 되는데, 전류 오차가 히스테리시스 폭  $h$ 가 되면 -A 라인(line)에 부딪치게 된다. 이러한 경우에는 a상의 아래 스위치가 켜지며, 이에 따라 a상 전압은  $-V_{dc}/2$ 가 되어 전류를 감소시키는 동작을 하게 된다. 반면에, 실제 전류가 지령보다  $h$ 만큼 작게 되면 실제 전류 벡터  $i$ 는 +A 라인에 부딪치고, 이 경우에는 a상의 위 스위치가 켜져서, 출력 전압은  $V_{dc}/2$ 가 되어 전류는 증가시키게 된다. b와 c상도 동일하게 각자의 히스테리시스 폭 내에서 독립적인 스위칭 동작을 한다. 이러한 히스테리시스 제어 동작에 의해 각 상의 오차 전류는  $h$  이내로 제한되므로, 실제 전류 벡터  $i$ 는 스위칭 라인으로 이루어진 육각형 내에서만 움직일 것이라고 예측할 수 있다. 그러나 대부분의 교류 전동기와 같이 중성점이 외부 회로와 연결되지 않는 3상 부하의 경우에는 3상 전류의 합이 영이므로 3상 전류 모두를 독립적으로 제어할 수 없기 때문에 실제로 최대  $2h$ 까지의 전류 오차가 발생할 수 있다.

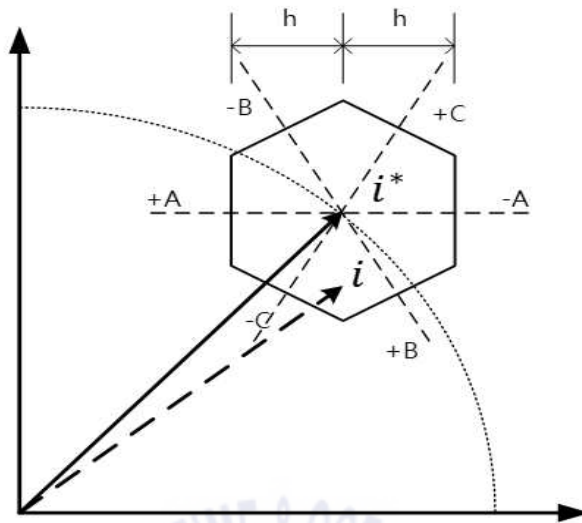


Fig. 3.2 Operation of the 3-phase hysteresis controller.

이러한 히스테리시스 제어기는 과도 응답 특성이 우수하고 그 동작 원리가 간단하다는 장점으로 인해 소형 시스템에 많이 사용되어져 왔다. 그러나 근본적으로 히스테리시스 제어기는 아날로그 제어기이며, 스위칭 주파수가 일정하지 않다는 단점으로 인해 그 사용이 제한되고 있다. 히스테리시스 제어기에서는 역기전력이나 부하 변동 등에 따라 스위치의 ON-OFF 상태 전환 시점이 달라져 스위칭 주파수가 변동되는데, 이것은 스위칭 소자에 대한 방열 설계나 필터 설계, 노이즈(Noise) 대책 수립 등을 어렵게 만든다. 스위치에서 발생하는 손실과 고조파 등은 스위칭 주파수의 함수로 주어지기 때문이다. 또한, 역기전력이 작은 저속의 운전 영역에서는 인가전압의 방향으로 전류가 변동하게 되는데, 이로 인해 계속적으로 스위치의 상태가 변하게 되어 스위칭 주파수가 급격하게 증가하게 되는 리미트 사이클(Limit Cycle) 구간이 발생하기도 한다. 이러한 문제를 개선하기 위해 히스테리시스 폭에 약간의 오프셋(Offset)을 추가하기도 한다.

### 3.2 삼각파 비교 전류 제어

이 방식은 Fig. 3.3에 보이는 바와 같이 정현파의 지령 전압  $v_{ref}$ 를 높은 주파수의 삼각 반송파(Carrier Wave)  $v_c$ 와 실시간으로 비교하여 다음과 같은 원리로 인버터 각 상 스위치의 ON-OFF 상태를 결정한다.

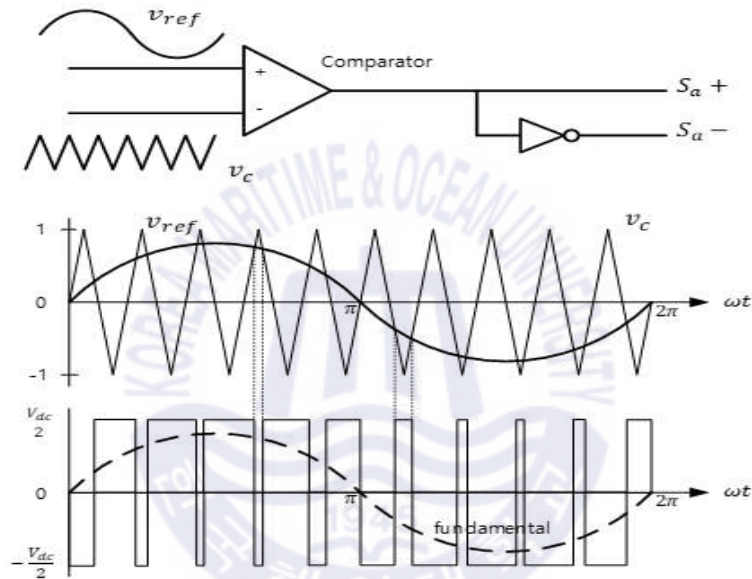


Fig. 3.3 Principle of sinusoidal PWM.

지령 전압  $v_{ref} >$  삼각 반송파  $v_c$  : 위 상 스위치를 켜다.

(극전압 :  $\frac{V_{dc}}{2}$ )

지령 전압  $v_{ref} <$  삼각 반송파  $v_c$  : 아래 상 스위치를 켜다.

$$(\text{극전압} : -\frac{V_{dc}}{2})$$

여기서 삼각 반송파  $v_c$ 의 피크-피크 값(Peak-to-peak Value)은 직류 입력 전압  $V_{dc}$ 로 선정되는데, 지령 전압  $v_{ref}$ 의 크기는 삼각파의 최대값보다 커서는 안 된다. 이 방식에서는 정현파 형태의 지령 전압을 사용하여 변조하기 때문에 정현파 변조 방식(Sinusoidal PWM, SPWM)이라 한다.

이처럼 삼각 반송파의 주파수가 지령 전압의 주파수보다 충분히 크다면 (최소한 21배 이상), 인버터에서 출력된 기본파 상전압  $v_{o1}$ 의 주파수는 지령 전압의 주파수와 같으며, 그 크기는 다음과 같이 지령 전압  $v_{ref}$ 의 크기에 비례한다.

$$v_{o1} = v_{ref} \sin \omega t \quad (3.1)$$

이를 전압 변조 지수  $MI(= \frac{v_{ref}}{V_{dc}/2})$ 로 표현하면 다음과 같다.

$$v_{o1} = -\frac{V_{dc}}{2} \cdot MI \cdot \sin \omega t \quad (3.2)$$

여기서 출력 전압의 기본파  $v_{o1}$ 이 지령 전압  $v_{ref}$ 의 크기에 비례하여 출력되는 변조 지수의 범위는 지령 전압이 삼각 반송파보다 크지 않아야 하므로  $0 \leq MI \leq 1$ 이 된다. 이 범위를 선형 변조 영역이라 하며, 이 범위에서 PWM인버터는 단순히 이득이 1인 전압 증폭기로 볼 수 있다. 선형 변조 범위로부터 SPWM기법을 사용하여 선형적으로 얻을 수 있는 최대 기

본파 전압은  $V_{dc}/2$ 로서 3상 인버터에서 얻을 수 있는 최대 기본파 전압인  $2V_{dc}/\pi$ (6 스텝 운전 모드시)의 78.5% 정도가 된다.  $MI > 1$ 인 범위는 과변조(Overmodulation) 영역이라하며 출력 전압의 기본파 크기가 지령 전압의 크기에 비례하여 출력되지 않는 영역이다. Fig. 3.4에 SPWM방식에서 지령 전압에 대한 출력 전압과의 관계를 변조 지수로 나타내고 있다.

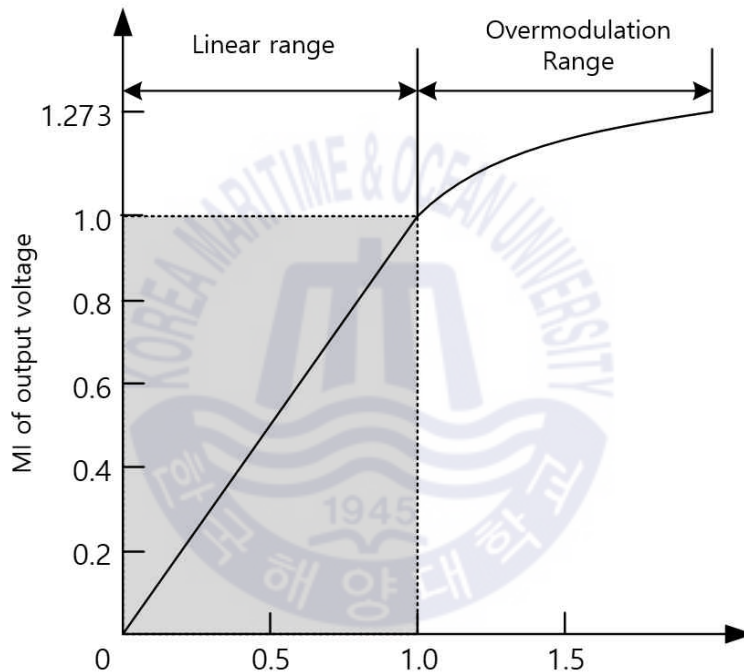


Fig. 3.4 Voltage modulation area in SPWM.

SPWM기법의 주요한 특징 중 하나는 스위칭 상태가 지령 전압이 삼각 반송파와 교차하는 시점에서만 바뀐다. 따라서 지령 전압이 삼각 반송파보다 작게 주어진다고 가정하면, 삼각 반송파의 한주기에 한 번씩 스위칭 상태를 바꾸게 되어 인버터의 스위칭 주파수가 삼각 반송파의 주파수와 같다는 것이다. 삼각파 한 주기에 한 번씩 스위치가 ON-OFF 되기 때문



이다. 이는 삼각파 비교 전류 제어기에서 스위칭 주파수가 일정하다는 것을 의미하며, 이것은 히스테리시스 제어기와 비교해서 삼각파 비교 전류 제어기의 큰 장점이 된다. 스위칭 주파수가 일정하면 스위칭 손실의 계산이 수월해지며 이를 바탕으로 스위칭 반도체 소자에서 발생하는 열에 대한 계산과 이에 따른 방열 설계가 용이해지기 때문이다. 또한, 스위칭에 따른 출력 전압의 고조파 성분도 일정해지므로 이를 제거하기 위한 저역 통과 필터의 설계가 수월해진다.

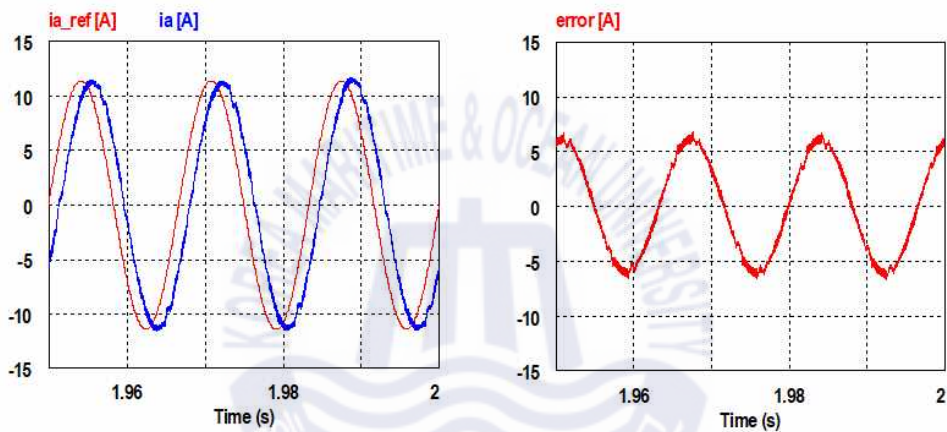
이러한 SPWM기법은 원리가 간단하고 아날로그 구현이 수월하며 PWM 기법의 사용 초기부터 널리 적용되어왔다. 아날로그 회로로 구현된 SPWM방식을 Naturally Sampled PWM이라 부르는데 적분기로 삼각 반송파를 발생하고, 비교기(Comparator)로 정현파 지령 전압과 삼각 반송파의 교차점을 하드웨어적으로 결정하여 스위칭한다. 반면에 마이크로컨트롤러를 이용한 디지털 제어기에서 SPWM기법의 소프트웨어적인 구현은 다소 어려운데, 두 시변 파형의 교차점을 연산으로 구하기가 쉽지 않기 때문이다. 따라서 정현파 지령 전압을 삼각파의 피크마다 샘플링(Sampling)하여 일정하게 유지하고, 이를 삼각 반송파와 비교하여 스위칭 상태를 결정하는데 이를 Regular Sampled PWM이라 한다. 그러나 최근의 마이크로컨트롤러에는 이러한 삼각파 비교 PWM방식의 구현을 위한 전용 모듈(Module)이 내장되어 있어 비교적 쉽게 SPWM기법을 구현할 수 있다.

SPWM기법의 또 다른 장점으로서는 매 샘플링마다 변조가 실행되므로 동특성이 우수하다는 점이다. 그러나 선형적으로 얻을 수 있는 기본파 상전압의 최댓값이  $V_{dc}/2$ 로 작아 직류 입력 전압의 이용률이 낮으며, 전압 변조 지수가 큰 경우에 고조파 특성이 나빠진다는 단점이 있다.

또한, 삼각파 비교 전류 제어기에서는 크기와 위상 오차가 발생하는 큰 단점이 있다. 이 전류 제어기의 특성이 Fig. 3.5에 보이는데, 실제 전류와 지령 전류를 비교해보면 크기와 위상에서 오차가 발생하는 것을 알 수 있다. 이러한 오차는 전류의 주파수와 역기전력이 커지는 고속 영역에서는



더욱 증가한다. 이러한 오차를 감소시키기 위해, 통상 전류 오차를 비례 또는 비례적분 제어기 등의 보상기를 거친 후 삼각파와 비교하여 출력을 결정하는 삼각파-비례적분 제어기법이 주로 사용된다. 이 경우 보상기의 이득을 크게 하면 이러한 오차를 개선할 수 있지만 이와 동시에 전류 측정 신호에 포함된 노이즈도 증폭되는 등의 문제로 인해 현실적으로 이득을 크게 하기 힘들다.



(a) Reference and Output current

(b) Current error

Fig. 3.5 Current characteristics of SPWM.

SPWM방식의 이러한 단점을 극복하기 위해 많은 개선된 PWM기법들이 제안되어왔다. 이들은 대부분 변조 지령 전압의 형태를 변경함으로써 선형 제어 영역의 확장 등 여러 변조 성능의 개선을 이루고 있다는 것이 주목해야 할 점이다. 따라서 개선된 방식들의 지령 전압은 SPWM방식과는 달리 비정현파 형태가 된다.

### 3.3 공간 벡터 전압 변조 방식

기존의 PWM 기법들은 모두 주어진 3상 지령 전압을 각각 개별적으로 변조하는 방식이었다. 이와는 달리 3상 지령 전압을 복소수 공간에서 하나의 공간 벡터(Space Vector)로 표현하여 이를 변조하는 기법이 공간 벡터 전압 변조(Space Vector PWM, SVPWM) 방식이다. 이 방식은 SPWM기법보다 15.5% 더 큰 전압을 선형적으로 생성할 수 있으며, 이 기법으로 변조된 전압을 전동기에 인가한 경우 전류와 토크에 포함된 고조파가 다른 기법보다 적다는 장점으로 인해 현재 가장 널리 사용되고 있다.

**Table. 3.1** Space vector according to switching state.

스위치 상태 $S_a \quad S_b \quad S_c$			상전압 $v_{as} \quad v_{bs} \quad v_{cs}$			공간 전압 벡터 $V_n$
0	0	0	0	0	0	$V_0 = 0 / 0^\circ$
1	0	0	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_1 = \frac{2}{3} V_{dc} / 0^\circ$
1	1	0	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$V_2 = \frac{2}{3} V_{dc} / 60^\circ$
0	1	0	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_3 = \frac{2}{3} V_{dc} / 120^\circ$
0	1	1	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_4 = \frac{2}{3} V_{dc} / 180^\circ$
0	0	1	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{1}{3} V_{dc}$	$\frac{2}{3} V_{dc}$	$V_5 = \frac{2}{3} V_{dc} / 240^\circ$
1	0	1	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$-\frac{2}{3} V_{dc}$	$\frac{1}{3} V_{dc}$	$V_6 = \frac{2}{3} V_{dc} / 300^\circ$
1	1	1	0	0	0	$V_7 = 0 / 0^\circ$

이 기법에서는 지령 전압이 공간 벡터로 주어지므로 인버터의 출력 가능한 전압 역시 공간 전압 벡터로 표현할 필요가 있다. 3상 인버터에서는 총 8개의 서로 다른 스위칭 상태 즉, 서로 다른 3상 전압이 있다. 이러한 인버터의 출력 가능한 8개의 3상 전압에 대한 공간 전압 벡터가 Table. 3.1에 나타나 있다. 이들 중 6개의 전압 벡터  $V_1 \sim V_6$ 은 부하에 유효한 전압을 인가하는 유효 전압 벡터(Active Voltage Vector)로서 그 크기는

모두  $2V_{dc}/3$ 로 동일하고 단지 위상만 다르다. 이와는 달리 두 전압 벡터  $V_0$ 과  $V_7$ 은 부하에 유효한 전압을 인가해 주지 못하기 때문에 영 전압 벡터(Zero Voltage Vector)라고 한다. 이 영 전압 벡터의 활용은 변조 성능에 매우 커다란 영향을 끼친다.

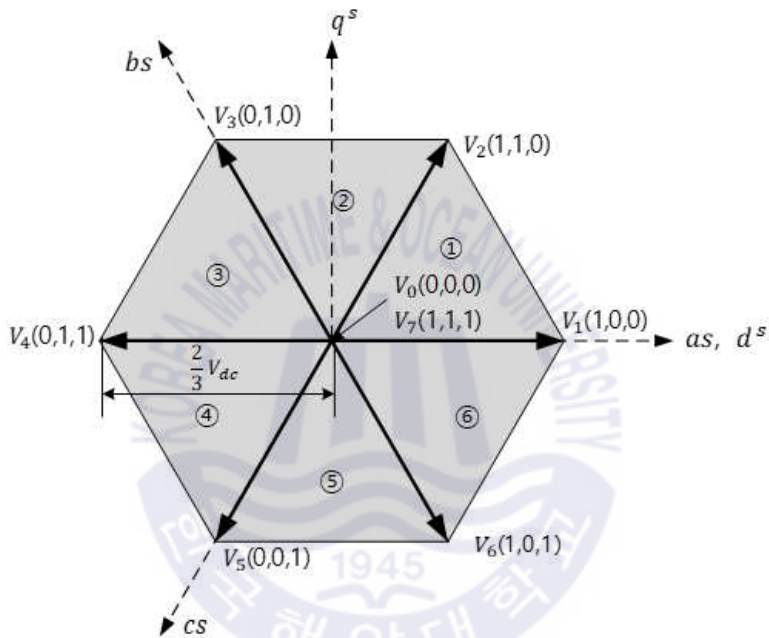


Fig. 3.6 Space vector expressed in a complex number plane.

### 3.3.1 공간 벡터 변조 방식의 원리

3상 지령 상전압이 시간에 따라 변동하면 지령 전압 벡터는 Fig. 3.7에 보이는 바와 같이 복소수 공간 또는 d-q축 정지 좌표계상에서 반시계방향으로 회전한다. 지령 전압의 한주기 동안 전압 벡터는 한 바퀴 회전한다. 이렇게 전압 벡터로 주어진 지령 전압을 공간 벡터 변조 방식에서는 인버터에서 발생시킬 수 있는 8개의 전압 벡터들을 이용하여 생성하는데,

지령 전압 벡터  $V^*$ 에 인접한 두 유효 전압 벡터( $V_n, V_{n+1}$ )와 영 전압 벡터( $V_0, V_7$ )를 이용하여 일정 변조 주기  $T_s$  동안 지령 전압 벡터와 평균적으로 동일한 전압을 만든다.

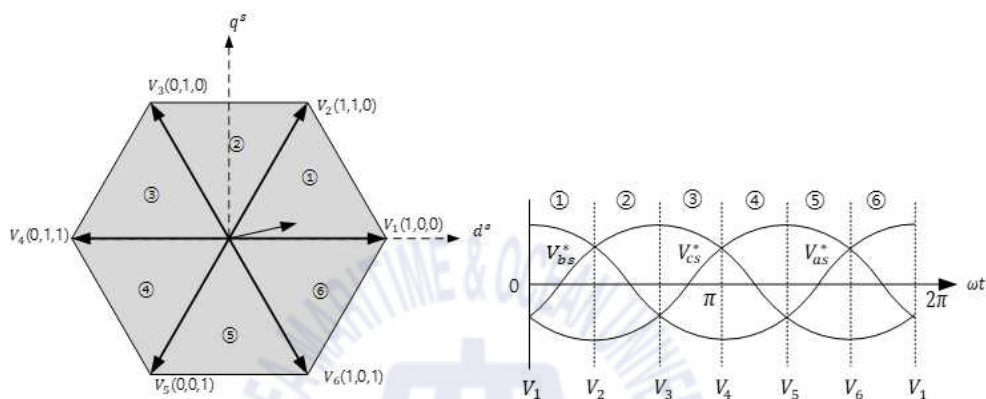


Fig. 3.7 Movement of the reference voltage vector.

지령 전압 벡터를 올바르게 생성하기 위해 지령 전압 벡터가 인버터의 전압 벡터로 생성되는 원리는 지령 전압 벡터는 6개의 전압 벡터로 이루어진 육각형의 내부로 주어진다고 가정한다. Fig. 3.7에 보이듯이 지령 전압 벡터  $V^*$ 가 육각형의 내부의 6개 영역 중 ①에 위치한 경우를 본다. 이 경우 인버터에서 출력 가능한 6개의 유효 전압 벡터 중에 이 지령 전압 벡터와 동일한 크기와 위상을 갖는 것은 없으므로 이 지령 전압 벡터를 인버터가 단번에 출력할 수는 없다. 따라서 유효 전압 벡터 중에 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 가장 가까운 두 개의 유효 전압 벡터인  $V_1$ 과  $V_2$ 를 가지고 이들을 적절히 합성하여 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 크기와 위상이 동일한 전압 벡터를 만들게 된다.

전압을 합성하는 과정은 Fig. 3.8에 보이는 바와 같이 총 세 단계로 이

루어지는데, 스위칭 주파수에 의해 결정된 전압 변조 주기  $T_s$ 마다 반복된다. 우선 변조 주기 동안 지령 전압 벡터  $V^*$ 의 크기 및 위상은 일정하다고 가정하고 합성의 첫 단계에서는 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 인접한 두 유효 전압 벡터 중에 한 벡터  $V_1$ 을 먼저  $T_1$  시간 동안 인가한다. 그러면  $V_1$ 의 방향으로  $V_1 \cdot (T_1/T_s)$  크기의 전압이 발생한다. 다음 단계에는 나머지 인접 벡터  $V_2$ 를  $T_2$  시간 동안 인가하여  $V^*$ 와 위상과 크기를 맞추어 준다. 그러면  $V^*$ 와 동일한 전압이 생성될 수 있다. 마지막으로 두 벡터의 인가 시간  $T_1$ 과  $T_2$ 의 합이 전압 변조 주기  $T_s$ 보다 작다면 나머지  $T_0 (= T_s - T_1 - T_2)$  시간 동안에는 영 전압 벡터  $V_0$  또는  $V_7$ 을 인가하여 더 이상의 전압을 인가하지 않도록 한다.

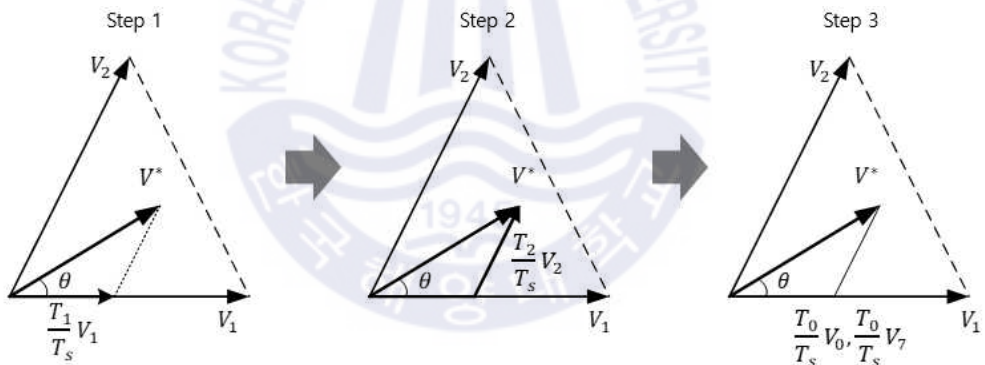


Fig. 3.8 Process of voltage modulation.

이러한 변조 과정에서 필요한 두 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간  $T_1$ ,  $T_2$ ,  $T_0$ 은 다음과 같이 구할 수 있다. 방금 설명한 전압의 합성 과정을 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\int_0^{T_s} V^* dt = \int_0^{T_1} V_n dt + \int_{T_1}^{T_1+T_2} V_{n+1} dt + \int_{T_1+T_2}^{T_s} V_{0,7} dt \quad (3.3)$$

전압 변조 주기  $T_s$  동안 지령 전압 벡터  $V^*$ 와 직류 입력 전압  $V_{dc}$ 가 일정하다고 가정하면 식(3.3)은

$$V^* \cdot T_s = V_n \cdot T_1 + V_{n+1} \cdot T_2 \quad (3.4)$$

식(3.4)와 같이 되는데, 지령 전압 벡터  $V^*$ 가 영역 ①( $0 \leq \theta \leq 60^\circ$ )에 위치한 경우에는 이 식은 두 복소수 축 성분으로 다음과 같이 표현된다.

$$\begin{cases} T_s \cdot |V^*| \cdot \cos\theta = T_1 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) + T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cos 60^\circ \\ T_s \cdot |V^*| \cdot \sin\theta = T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \sin 60^\circ \end{cases} \quad (3.5)$$

여기서  $|V^*|$ 와  $\theta$ 는 각각 전압 벡터의 크기와 위상이다. 식(3.5)로부터 유효 전압 벡터 및 영 전압 벡터의 인가 시간을 계산하면 다음과 같다.

$$T_1 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin 60^\circ} \quad (3.6)$$

$$T_2 = T_s \cdot a \cdot \frac{\sin \theta}{\sin 60^\circ} \quad (3.7)$$

$$T_0 = T_s - (T_1 + T_2) \quad (3.8)$$

여기서  $a = |V^*|/(\frac{2}{3} V_{dc})$ 이다.

나머지 영역에서의 유효 전압 벡터와 영 전압 벡터의 인가 시간도 동일하다.

공간 벡터 전압 변조 기법에서는 유효 전압 벡터들의 인가 시간의 합이 변조 주기  $T_s$ 보다 커서는 안 된다. 즉,  $T_1 + T_2 \leq T_s$ 이어야 한다. 이 조건을 만족하는 지령 전압의 크기를 구하면 다음과 같다.

$$T_1 + T_2 \leq T_s \rightarrow V^* \leq -\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}} \frac{1}{\sin(60^\circ + \theta)} \quad (3.9)$$

식(3.9)로부터 변조 가능한 지령 전압 벡터의 범위를 그려보면 Fig. 3.9에 보이듯이 6개의 유효 전압 벡터로 이루어진 육각형의 내부 영역이 된다. 지령 전압 최소 크기는  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 이며, 최대 크기는  $2V_{dc}/3$ 임을 알 수 있다. 이 영역 중에 육각형에 내접하는 원의 내부가 선형 변조가 가능한 지령 전압의 영역이다. 그 내접원의 반지름은  $V_{dc}/\sqrt{3}$ 인데, 이 값이 공간 벡터 전압 변조 기법에서 출력 가능한 기본파 상전압의 최대값으로서, SPWM방식보다는 약 15.5% 크며, 3차 고조파 주입 전압 변조 방식과는 동일하다. 또한 6 스텝 운전 시 전압의 90.7%에 해당한다.

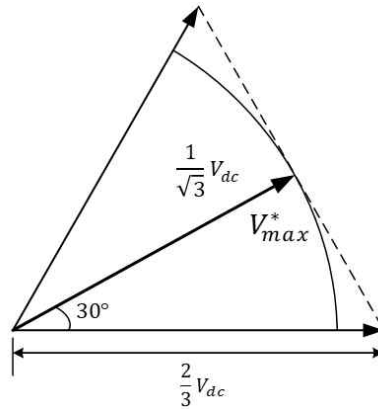


Fig. 3.9 Controlled voltage areas in SVPWM.

여러 PWM기법에 대한 전압 이용률의 비교가 Table. 3.2에 보인다.

Table. 3.2 Comparison of voltage utilization by modulation technique.

	상전압(기본과 최대)	구형과 제어와의 비교
구형과 제어 (6-step)	$\frac{2}{\pi} V_{dc}$	100 %
SPWM	$\frac{V_{dc}}{2}$	78.5 %
SVPWM	$\frac{V_{dc}}{\sqrt{3}}$	90.7 %

### 3.3.2 대칭 공간 벡터 변조 방식

전압 변조 주기  $T_s$  내에서 이들 벡터를 어떠한 순서로 인가하더라도 동일한 크기의 평균 출력 전압을 얻을 수 있다. 그러나 인가 순서에 따라 고조파 특성, 스위칭 주파수, 전압 이용률 등의 여러 전압 변조 성능이 달



라진다. 특히 유효 전압 벡터의 위치가 중요한데, Fig. 3.10은 동일한 크기의 전압에 대한 유효 전압 벡터의 인가 위치에 따른 부하전류의 리플 크기와 주파수의 차이를 보여주고 있다. 유효한 전압 벡터가 변조 주기 내의 중앙에 위치한 Fig. 3.10(a)의 경우가 Fig. 3.10(b)의 경우보다 전류 리플의 크기가 작고 그 주파수는 크므로 더 유리한 고조파 특성을 갖는다는 것을 볼 수 있다. 따라서 공간 벡터 변조 방식에서는 유효 전압 벡터를 어디에 배치하는가가 중요한 사항이 된다.

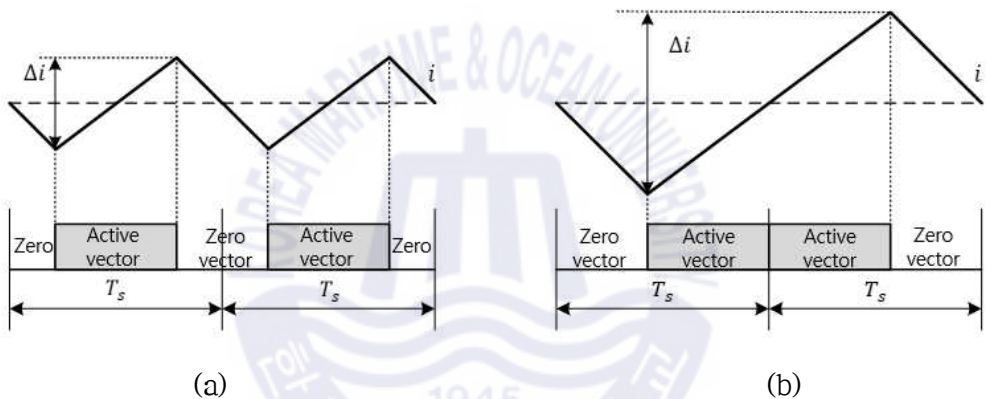


Fig. 3.10 Current characteristics with the position of effective vectors.

Fig. 3.10으로부터 알 수 있었던듯이 유효 전압 벡터는 전압 변조 주기  $T_s$  내의 정 중앙에 위치하는 것이 고조파 특성이 가장 좋다. 이를 대칭 공간 벡터 전압 변조 방식(Symmetrical SVPWM)이라 한다. 또한 이 경우 유효 전압의 펄스폭을 좀 더 확장시킬 수 있으므로 전압 변조의 범위가 향상된다. 유효 전압 벡터를 정 중앙에 위치시키기 위해서는 Fig. 3.11에 보이는 바와 같이 영 전압 벡터를  $T_0/2$  시간씩 나누어 유효 전압 벡터 인가구간의 전과 후에 각각 인가하면 된다. 더욱이 이 경우 스위칭 횟수를 감소시키기 위해서 두 가지 영 벡터  $V_0$ 과  $V_7$ 을 각각 한 번씩 교대로 사용하며

$V_0(000) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_7(111)$ 의 벡터 번호가 증가하는 순서로 전압 벡터들을 인가한다. 이러한 인가 순서를 사용하면 한 번의 스위칭 동작만으로 전압 벡터의 변경이 가능하게 된다.

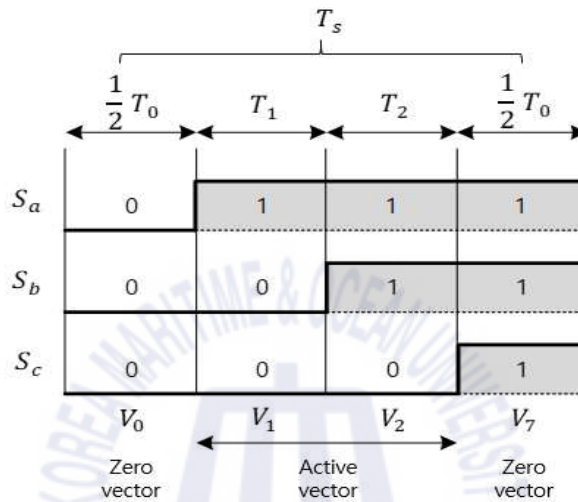


Fig. 3.11 The inject process for effective vectors and zero vectors.

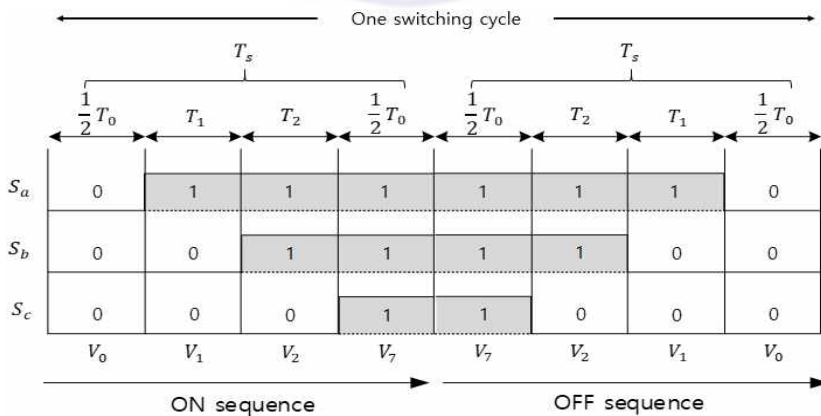


Fig. 3.12 Switching process with three-phase modulation.

다음 변조 주기에서는 Fig. 3.12에 보이듯이 앞의 변조 주기와는 역순 즉,  $V_7(111) \rightarrow V_2(110) \rightarrow V_1(100) \rightarrow V_0(000)$ 의 순서로 인가한다. 따라서 스위치를 켜는(On Sequence) 변조 주기와 스위치를 끄는 (Off Sequence) 변조 주기가 반복되어 진행된다. 이렇게 하면 스위칭 횟수를 최소로 할 수 있는데, 두 변조 주기  $2T_s$ 가 스위칭 한 주기가 되기 때문이다. 예를 들면, 전압 변조 제어 주기  $T_s$ 를  $100[\mu s]$ 로 한 경우 스위칭 주파수는  $5[\text{kHz}]$ 가 된다. 통상 전압 변조 제어 주기는 전류 제어 주기와 동일하게 사용되는데, 이 경우 스위칭 주기의  $1/2$ 이 전류 제어 주기가 된다.

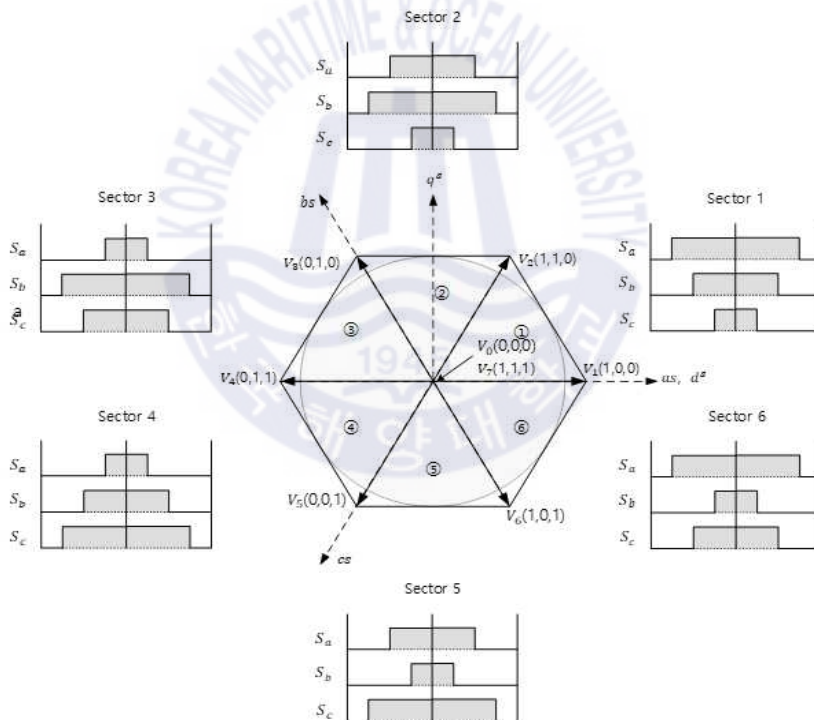


Fig. 3.13 Switching process in each region.

Fig. 3.13에 모든 영역에서 이루어지는 스위칭 과정이 보인다.

### 3.4 변형된 공간 벡터 전압 변조 방식

기존의 공간 전압 벡터 변조 PWM방식은 계산이 오래 걸리고 구현이 복잡하다는 단점이 있다. 기존의 SVPWM에서는 실제 스위칭 시간이 인버터가 출력할 수 있는 8개의 스위칭 상태에 기준을 두고 결정된다. 이러한 접근 방식에 따르면, 실제의 스위칭 패턴을 생성하기 위하여 벡터 공간상에서 기준 전압 벡터에 가장 가까운 2개의 유효 스위칭 벡터를 선정하고 각각의 벡터가 인가되는 시간을 한 주기 평균의 개념으로부터 산출해 낸다. 이렇게 산출된 시간은 또다시 실제 스위칭 시간을 생성하기 위해 재합성 된다. 이상과 같은 복잡한 계산 과정을 거친 후에야 실제 스위치 ON-OFF 시간이 결정될 수 있기 때문에 상당히 빠른 계산 속도를 지닌 고성능의 마이크로프로세서 및 복잡한 하드웨어를 사용해야지만 기존의 SVPWM을 구현할 수 있었다. 이와 같이 다른 어떤 종류의 PWM방식에 비해 구현이 어려운 이유는 2차원 벡터공간상에서 기준전압벡터의 위치에 관점을 둔 접근 방식 때문이다. 기준전압벡터가 속해 있는 공간적인 영역에 기준을 두고 계산을 수행하기 때문에 실제 출력되는 3상의 극전압과의 관계를 다시 한번 고려해 주어야 하는 이중 계산의 문제점이 바로 SVPWM의 가장 큰 단점이라고 할 수 있다.

본 논문에 적용한 방식은 유효전압을 인가하는 유효시간의 관점에서 SVPWM을 구성함으로써, 기존의 우수한 성능을 그대로 유지 하면서 간단하게 SVPWM을 구현할 수 있다. 변형된 PWM방식에서는 새로이 개발된 영전압벡터 재배치 알고리즘에 의해 기존의 SVPWM과 동일한 우수한 성능을 발휘하면서도 삼각파 비교 변조법정도의 계산량을 요구하기 때문에 손쉽게 구현할 수 있다.[44]

#### 3.4.1 공간 벡터 변조 패턴

기존의 SVPWM에서는 전압을 벡터로 취급하여 벡터공간상에서 해석을 시도해 왔다. 그러나 실제 3상 인버터 시스템에서는 실제의 스위칭 시간

이 세 개의 극전압 상태를 결정하기 때문에 시간축 상의 해석이 오히려 계산상의 복잡성을 덜어 줄 수 있다. d-q 변환 이론으로부터 전동기의 기준상전압, 즉 상전압에 대한 기준 전압을 다음과 같이 구할 수 있다.

$$\begin{bmatrix} V_{as}^* \\ V_{bs}^* \\ V_{cs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_d^{s*} \\ V_q^{s*} \end{bmatrix} \quad (3.10)$$

기준상전압을 이용하면, 기존의 SVPWM에서와 같이 섹터를 판별하고 다시 조합하고 하는 번거로움 없이 SVPWM의 기본 개념으로부터 직접 스위칭 시간을 구할 수 있다. 이를 위해 유효벡터가 인가되는 시간  $T_1$ ,  $T_2$ 와 기준상전압과의 관계를 고찰하도록 한다. 기준 전압이 섹터①에 위치하는 경우를 고려해 보면 식(3.5)에서  $|V^*| \cdot \cos\theta$ 는  $V_d^{s*}$ 이고,  $|V^*| \cdot \sin\theta$ 는  $V_q^{s*}$ 라고 보면,

$$\begin{cases} T_s \cdot V_d^{s*} = T_1 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) + T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \cos 60^\circ \\ T_s \cdot V_q^{s*} = T_2 \cdot \left(\frac{2}{3} V_{dc}\right) \sin 60^\circ \end{cases} \quad (3.11)$$

로 표현할 수 있다.

위 두 식을  $T_1$ 과  $T_2$ 로 나타내면 다음과 같다.

$$\begin{aligned}
T_1 &= T_s \cdot \frac{3}{2V_{dc}} (V_d^{s*} - \frac{1}{\sqrt{3}} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (\frac{3}{2} V_d^{s*} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (V_d^{s*} + \frac{1}{2} V_d^{s*} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (V_d^{s*}) + \frac{T_s}{V_{dc}} (\frac{1}{2} V_d^{s*} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (V_{as}^*) - \frac{T_s}{V_{dc}} (V_{bs}^*) = T_{as} - T_{bs}
\end{aligned} \tag{3.12}$$

$$\begin{aligned}
T_2 &= T_s \cdot \frac{3}{2V_{dc}} (-\frac{2}{\sqrt{3}} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (0 \cdot V_d^{s*} + \sqrt{3} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (\frac{1}{2} V_d^{s*} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*} - \frac{1}{2} V_d^{s*} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (\frac{1}{2} V_d^{s*} + \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*}) - \frac{T_s}{V_{dc}} (\frac{1}{2} V_d^{s*} - \frac{\sqrt{3}}{2} V_q^{s*}) \\
&= \frac{T_s}{V_{dc}} (V_{bs}^*) - \frac{T_s}{V_{dc}} (V_{cs}^*) = T_{bs} - T_{cs}
\end{aligned} \tag{3.13}$$

따라서, 위 식으로부터 유효벡터  $T_1$ ,  $T_2$ 는 전동기 각 상전압의 스위칭 상태가 변이하는 사이의 시간 차이를 나타낸다는 것을 파악할 수 있다.

물론, 나머지 5가지의 다른 섹터에 대하여서도 위 식과 유사한 관계식을 쉽게 얻어 낼 수 있다. 이때 상전압의 상태가 전이하는 시간  $T_{as}$ ,  $T_{bs}$ ,  $T_{cs}$ 는 직류 초과 개념으로부터 다음과 같이 일정 주기에 대한 직류단 전압과 기준상전압의 비로써 정의될 수 있다.

$$T_{as} = T_s \cdot -\frac{V_{as}^*}{V_{dc}}, \quad T_{bs} = T_s \cdot -\frac{V_{bs}^*}{V_{dc}}, \quad T_{cs} = T_s \cdot -\frac{V_{cs}^*}{V_{dc}} \quad (3.14)$$

단,  $V_{as}^* + V_{bs}^* + V_{cs}^* = 0$ 이고, 따라서  $T_{as} + T_{bs} + T_{cs} = 0$ 이다.

이와 같은 분석으로부터 SVPWM에서의 유효벡터가 인가되는 시간이란 실제로 전동기의 각 상전압의 차이, 다시 말하면 선간전압이 인가되는 시간을 정의한 것임을 알 수 있다. 한 주기 내에서 각 상전압이 모두  $V_{dc}$ 에서 0[V] 전압으로 전이한다고 가정하면, 위 식에서와 같이 기준 전압이 섹터①로 주어졌을 때 Fig. 3.14(a)와 같은 전압이 전동기에 인가된다고 볼 수 있다. 즉,  $T_1$ 시간 동안에는 a-b선간에,  $T_2$ 시간 동안에는 b-c선간에 직류링크 전압이 인가되고, 따라서  $T_1 + T_2$ 시간 동안에는 a-c선간에 직류링크 전압이 계속 인가되는 효과가 발생한다. 결국, 기존의 SVPWM에서 복잡하게 계산되어진 유효시간  $T_1$ ,  $T_2$ 는 전동기 각 상의 스위칭 상태가 전이되는 시점들 간의 시간 차이에 불과하다는 것을 알 수 있다. 기존 SVPWM에서는 이러한 시간들을 각 섹터별로 따로따로 계산한 후에 이 시간들을 실제 스위칭시간으로 다시 조합하는 연산을 해야 하므로 계산 효율이 매우 떨어지게 된다.

이러한 기존 SVPWM의 공간 벡터라는 관점을 떠나서 각 선간전압에 영전압이 인가되는 유효시간(effective time)의 개념에서 SVPWM을 해석하면, 섹터의 구별을 할 필요 없이 전동기의 각 상에 전압을 인가해 주어야 하는 시간들이 자동적으로 결정됨을 알 수 있다. 즉, 위 식에 의해 벡터로 주어지는 기준 전압으로부터 기준상전압  $V_{as}^*$ ,  $V_{bs}^*$ ,  $V_{cs}^*$ 를 구하고 이들로 부터 상전압이 인가되는 시간  $T_{as}$ ,  $T_{bs}$ ,  $T_{cs}$ 를 위 식에 의해 계산하게 되



면, 이들 상전압이 인가되는 시간들 사이의 관계에는 이미 선간전압에 인가되는 전압의 부호에 대한 정보가 내재되게 된다. 따라서 벡터공간 상의 기준 전압 위치를 파악할 필요도 없고 유효시간들을 섹터에 맞추어 재조합할 필요도 없다.

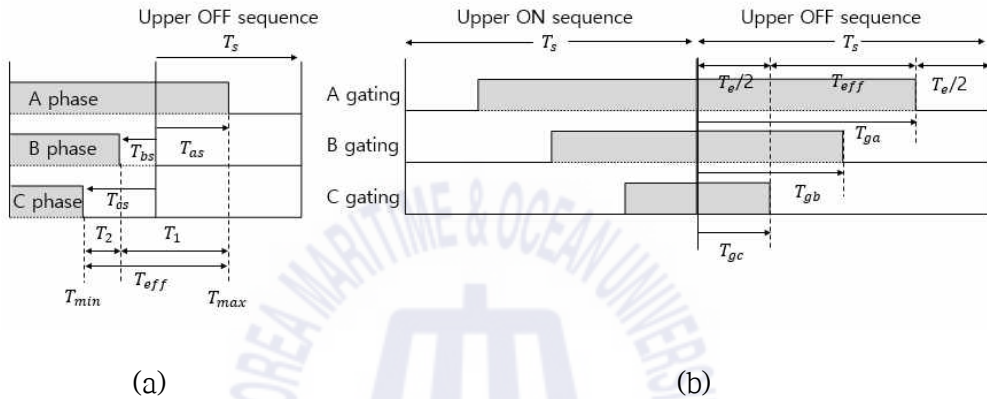


Fig. 3.14 Switching pattern generation method of the proposed SVPWM.

물론, 식에 의해 계산된  $T_{as}$ ,  $T_{bs}$ ,  $T_{cs}$  시간들은 각 상전압에 인가되는 전압의 상태가  $0 \rightarrow V_{dc}$  혹은  $V_{dc} \rightarrow 0$ 으로 전이되어야 할 가상적인 시점들로써 각 시간들 사이의 차이 값만이 물리적인 의미를 가지고 있다. 여기서는 실제 스위칭 시간을 구현하기 위한 중간변수로서 이들을 가상 스위칭 시간이라고 부르기로 한다.

변형된 SVPWM을 구현하는 개념도가 Fig. 3.14에 도시되어 있다. Fig. 3.14(a)에는 기준 전압이 섹터①에 위치한 경우에 식에 의해 계산된 전동기의 상전압을 생성하는 가상 스위칭 시간이 도시되어 있다. 한편, 전동기의 중성점 전위가 고정되어 있지 않기 때문에 전동기의 선간 전압만이 유효한 전압이라는 사실로부터, 음의 시간 값이 존재하는 가상 스위칭 시



간에 임의의 지연시간을 더해 줌으로써 전동기에 인가되는 전압의 변동 없이 인버터의 실제 스위칭 시간을 결정할 수 있다는 것을 알 수 있다. 즉, 한 주기 안에서 모든 스위칭 동작이 완료되도록 제한 조건을 주게 되면, Fig. 3.14(a)의 유효시간 부분을 시간적으로 이동시킴으로써 Fig. 3.14(b)와 같은 전형적인 스위칭 패턴을 구할 수 있다. Fig. 3.14(a)에서  $T_{\max}$ 와  $T_{\min}$ 사이의 전압이 바로 유효시간 부분이며  $T_{eff}$ 로 정의한다.

이때 유효시간  $T_{eff}$ 를 한 샘플링 주기 내의 임의의 곳으로 이동시킬 수 있는 자유도가 한가지 존재하지만, Fig. 3.14(b)와 같이  $T_{eff}$ 를 중심부분에 위치시킴으로써 전류의 리플을 최소화 시킬 수 있다. 먼저, 식(3.15)와 같이 실제 스위칭 시간을 가상 스위칭시간에 특정 편차를 더함으로써 구한다.

$$\begin{aligned} T_{ga} &= T_{as} + T_{offset} \\ T_{gb} &= T_{bs} + T_{offset} \\ T_{gc} &= T_{cs} + T_{offset} \end{aligned} \quad (3.15)$$

이때 유효시간이 한 샘플링주기의 중간에 위치해야 한다는 조건으로부터 다음 식을 얻을 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{eff} &= T_{\max} - T_{\min} \\ T_{zero} &= T_s - T_{eff} \\ T_{\min} + T_{offset} &= T_{zero}/2 \\ T_{offset} &= T_{zero}/2 - T_{\min} \end{aligned} \quad (3.16)$$

이때  $T_{\max}$  와  $T_{\min}$  은 가상 스위칭 시점  $T_{as}$ ,  $T_{bs}$ ,  $T_{cs}$  중에서 가장 큰 값과 가장 작은 값을 의미한다. 따라서 세 개의 가상 스위칭시점들을 시간별로 정리할 필요가 있다. 이를 위해 가장 간단한 구조의 3요소 소팅(sorting) 알고리즘을 사용한다.

한편, 구현하고자 하는 것은 3상 대칭 PWM방식이므로, 매 샘플링 주기가 반복 될 때마다 스위칭 신호는 ON-OFF를 교번하게 된다. 지금까지 설명된 것은 실제의 스위칭 신호가 모두 OFF 되는 경우에 관한 것이므로 ON 되는 경우를 따로 고려해야할 필요가 있다. 그러나 스위칭 패턴이 두 샘플링 주기마다 대칭이 되어 유효시간을 어떻게 배치하여도 실제 전동기에 인가되는 전압이 변하지 않는다는 점을 이용하면 식(3.17)과 같은 간단한 변환 식으로 스위칭 신호가 ON 되는 경우의 패턴 생성 문제를 해결할 수 있다.

$$\begin{aligned} T_{ga}(ON) &= T_s - T_{ga}(OFF) \\ T_{gb}(ON) &= T_s - T_{gb}(OFF) \\ T_{gc}(ON) &= T_s - T_{gc}(OFF) \end{aligned} \quad (3.17)$$

즉, 스위치 OFF 시에서와 동일하게 스위칭시간을 계산한 다음, 스위치 ON 에 해당하는 샘플링 구간에서는 계산되어진 스위칭시간을 샘플링시간에서 감산함으로써 실제 스위칭시간을 간단하게 구할 수 있다.

이상의 해석을 통하여 유효시간의 개념을 이용하면 기준전압의 상전압 표현식으로부터 간단하게 공간 전압벡터 PWM을 구현할 수 있음을 보였다. 기존의 SVPWM에서와 같이 기준 전압벡터가 위치한 섹터를 판별할 필요도 없고 인가벡터를 선정할 필요도 없으며 유효 인가 시간을 계산하

고 다시 합성할 필요도 없다. 단지 3개의 요소를 갖는 단순한 소팅 알고리즘을 이용하여 계산된 가상시점을 시간적으로 이동시킴으로써 SVPWM을 구현할 수 있다. 따라서 새로이 제안하는 SVPWM방식은 기존의 SVPWM에 비해 계산시간을 크게 줄일 수 있으며 연산 구조가 매우 간단하기 때문에 저가의 제어기에서도 손쉽게 구현이 가능하다.

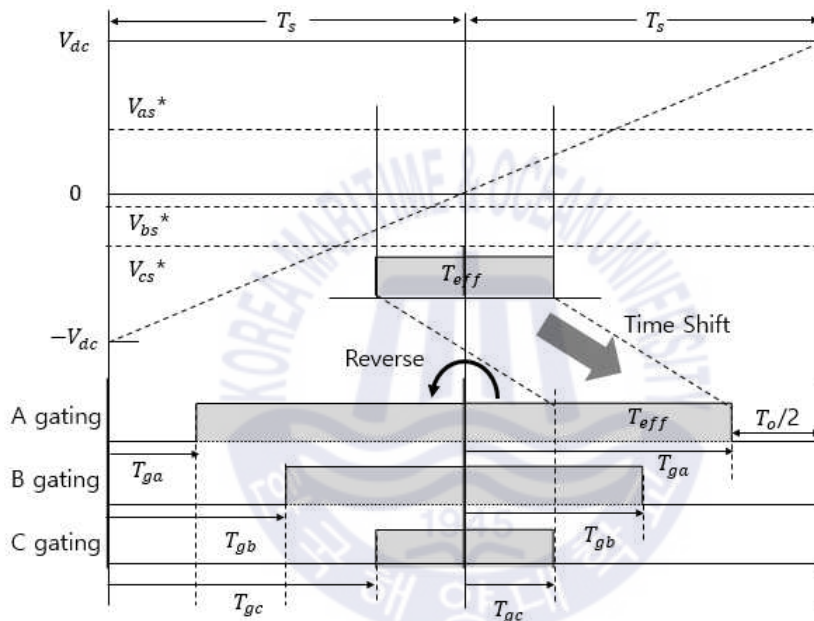


Fig. 3.15 Implementation of the PWM method.

변형된 SVPWM에서는 Fig. 3.15와 같이 먼저 기준상 전압으로부터 유효시간을 구한 다음 이를 시간상에서 이동시켜 실제 스위칭 시간을 구한다. 이때 스위치가 ON 상태로 전이되는 경우에는 시간 0을 기준으로 다시 대칭이동 시킨다. 이렇게 구현되어진 스위칭 패턴이 Fig. 3.15이다. 기존의 SVPWM을 구현하던 복잡한 방법에 비해 상당히 단순하게 SVPWM을 구현할 수 있음을 알 수 있다.

## 4. 유도전동기 센서리스 속도제어 방식

### 4.1 속도추정기에 의한 방식

전류와 추정자속으로부터 속도정보를 얻어서 제어하는 방식으로 일반적인 블록도는 Fig. 4.1과 같다.

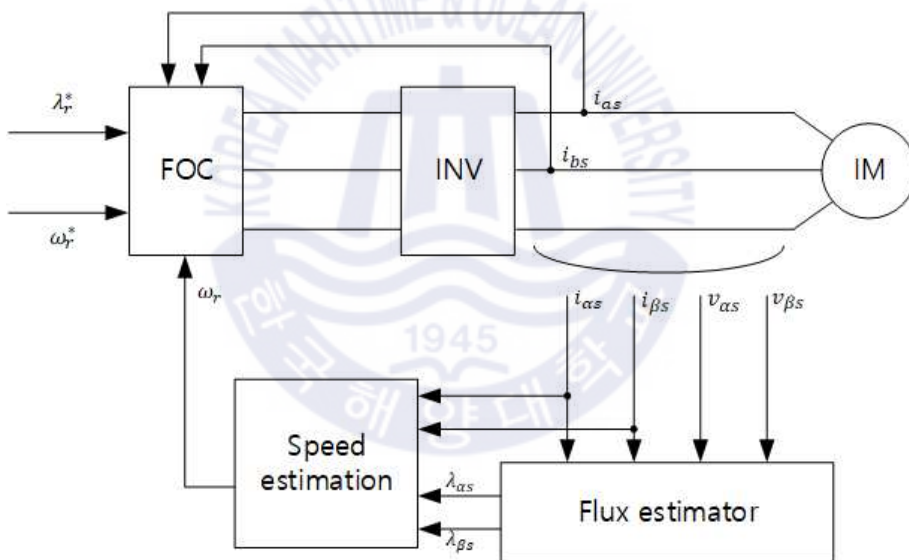


Fig. 4.1 The block diagram of sensorless speed control method by speed estimator.

회전자의 속도는 동기속도와 슬립의 차이에 의해 구할 수 있으며 동기 속도 및 슬립은 식(4.1) 및 식(4.2)에 의해 계산된다.

$$\omega_e = \frac{\lambda_{as} p \lambda_{\beta s} - \lambda_{\beta s} p \lambda_{as}}{\lambda_{as}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (4.1)$$

$$\omega_{sl} = \frac{L_m}{T_r} \frac{\lambda_{as} i_{\beta s} - \lambda_{\beta s} i_{as}}{\lambda_{as}^2 + \lambda_{\beta s}^2} \quad (4.2)$$

또한, 다음의 유도전동기 전압방정식과 자속관계식으로부터 회전자속도를 직접 구할 수도 있다.

$$v_{as} = R_s i_{as} + \frac{d\lambda_{as}}{dt} \quad (4.3a)$$

$$v_{\beta s} = R_s i_{\beta s} + \frac{d\lambda_{\beta s}}{dt} \quad (4.3b)$$

$$0 = R_r i_{ar} + \frac{d\lambda_{ar}}{dt} + \omega_r \lambda_{\beta r} \quad (4.3c)$$

$$0 = R_r i_{\beta r} + \frac{d\lambda_{\beta r}}{dt} - \omega_r \lambda_{ar} \quad (4.3d)$$

$$\lambda_{as} = L_s i_{as} + L_m i_{ar} \quad (4.3e)$$

$$\lambda_{\beta s} = L_s i_{\beta s} + L_m i_{\beta r} \quad (4.3f)$$

$$\lambda_{ar} = L_m i_{as} + L_r i_{ar} \quad (4.3g)$$

$$\lambda_{\beta r} = L_m i_{\beta s} + L_r i_{\beta r} \quad (4.3h)$$

식(4.3a)와 식(4.3e)로부터 식(4.4a)를, 식(4.3b)와 식(4.3f)로부터 식(4.4b)를 유도할 수 있다.

$$i_{ar} = \frac{1}{pL_m}(v_{as} - R_s i_{as}) - \frac{L_s}{L_m} i_{as} = \frac{1}{L_m}(\lambda_{as} - L_s i_{as}) \quad (4.4a)$$

$$i_{\beta r} = \frac{1}{pL_m}(v_{\beta s} - R_s i_{\beta s}) - \frac{L_s}{L_m} i_{\beta s} = \frac{1}{L_m}(\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s}) \quad (4.4b)$$

식(4.3c) 및 식(4.3d)에서 회전자저항  $R_r$ 을 소거하면 다음과 같이 된다.

$$\omega_r = \frac{\mathbf{i}_r \times p \boldsymbol{\lambda}_r}{\mathbf{i}_r \cdot \boldsymbol{\lambda}_r} \quad (4.5)$$

$$\text{단, } \mathbf{i}_r = [i_{ar} \quad i_{\beta r}], \boldsymbol{\lambda}_r = [\lambda_{\beta r} \quad \lambda_{ar}]$$

식(4.4a), (4.4b)를 식(4.5)에 대입하면 회전자속도에 관한 식(4.6)을 얻을 수 있다.

$$\omega_r = \frac{(\lambda_{as} - L_s i_{as})p\lambda_{\beta r} - (\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s})p\lambda_{ar}}{(\lambda_{as} - L_s i_{as})\lambda_{ar} + (\lambda_{\beta s} - L_s i_{\beta s})\lambda_{\beta r}} \quad (4.6)$$

속도추정기에 의한 유도전동기 운전의 경우, 무부하시에는 정상오차가 영이지만 부하시에는 약간의 오차가 발생하며 안정된 저속운전의 범위는 정격속도의 1.5[%] 정도이다.

## 4.2 모델기준적응제어에 의한 방식

이것은 두 추정기의 출력을 비교함으로써 회전자속도를 얻는 방식이다. 회전자 속도값이 포함되어 있지 않는 하나의 추정기는 유도전동기 기준모

텔(reference model), 다른 하나는 조정모델(adjustable model)로 간주할 수 있다. 두 모델에 의해 구한 추정치의 차이를 적응메커니즘에 적용시킴으로써 조정모델 및 제어를 위한 속도추정값을 구할 수 있다. 이 방식의 속도추정 블록도는 Fig. 4.2와 같다.

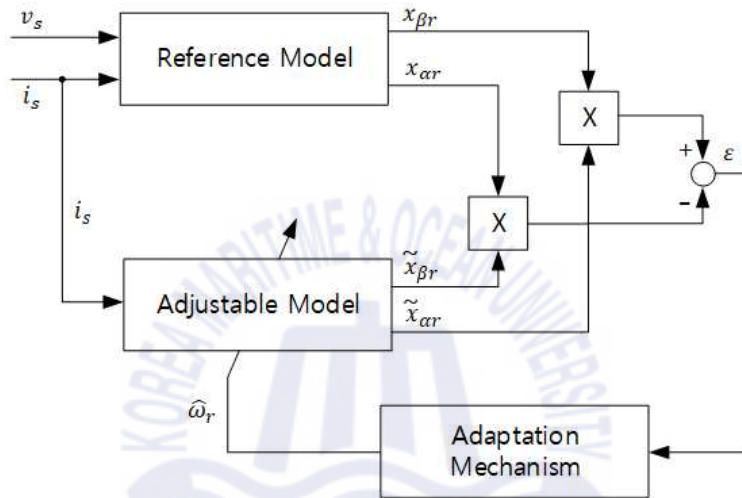


Fig. 4.2 The block diagram of the speed estimation for model reference adaptive control.

기준모델은 고정자 전압방정식인 식(4.3a) 및 식(4.3b)를, 조정모델은 회전자 전압방정식인 식(4.3c) 및 식(4.3d)를 적용한다. 각 모델의 회전자자속을 비교한 후 그 오차를 이용하여 회전자속도를 추정할 수 있다. 기준모델과 조정모델에 의한 회전자자속은 다음 식에 의해 구할 수 있다.

$$\lambda_r = \int_0^t \frac{L_r}{L_m} (\mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s) dt + \frac{(L_m^2 - L_r L_s)}{L_m} \mathbf{i}_s \quad (4.7)$$

$$\tilde{\lambda}_r = \frac{1}{T_r} \int_0^t (j\omega_r T_r - 1) \tilde{\lambda}_r dt + L_m \mathbf{i}_s \quad (4.8)$$

위 Fig. 4.2 및 식에서 “ $\sim$ ” 는 조정모델의 출력을 나타낸다.

또한, 각 모델의 역기전력을 비교함으로써 속도추정을 하는 방식이 제안되었는데 이것은 적분기를 사용할 필요가 없다는 이점이 있다. 각 모델의 역기전력은 식(4.9) 및 식(4.10)에 의해 구할 수 있다.

$$\mathbf{e}_m = \mathbf{v}_s - R_s \mathbf{i}_s - L_s \frac{d \mathbf{i}_s}{dt} \quad (4.9)$$

$$\tilde{\mathbf{e}}_m = \frac{L_m^2}{L_r} [j\omega_r (\mathbf{i}_s + \frac{L_r}{L_m} \mathbf{i}_r) - \frac{R_r}{L_m} \mathbf{i}_r] \quad (4.10)$$

두 경우 모두 회전자속도는 다음과 같이 추정할 수 있다.

$$\hat{\omega}_r = K_p (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) + K_i \int_0^t (x_{\beta r} \tilde{x}_{\alpha r} - x_{\alpha r} \tilde{x}_{\beta r}) dt \quad (4.11)$$

여기서  $x_{\alpha r}$ ,  $x_{\beta r}$ 는 기준모델,  $\tilde{x}_{\alpha r}$ ,  $\tilde{x}_{\beta r}$ 는 조정모델의 회전자속 또는 역기전력이며  $K_p$  및  $K_i$ 는 상수이다.

모델기준적응제어에 의한 방식은 무부하시에는 정상오차가 영이지만 정격부하 인가 시에는 고속에서 2[%], 저속에서는 그 이하의 오차가 발생한다. 운전 가능한 저속범위는 정격속도의 7[%] 정도이다.

### 4.3 신경회로망을 이용한 방식



신경회로망은 생물학적 뉴런의 구조와 신호의 전달방법을 공학적인 모델링의 구조로 응용한 공학적인 하나의 도구이다. 신경회로망의 구조는 간단한 처리 요소들이 생물학적인 신경에서와 같이 다양한 방법으로 연결되어 있다. 처리요소를 절점(node)이라 부르는데 이 절점에 여러 다른 절점들이 연결고리로 연결되어 회로망을 구성한다. 절점에는 입력과 연결된 고리도 있고 출력과 연결된 고리도 있다. 입력을 통해서 들어온 수치를 다양한 수학적 방법으로 처리하고 처리된 값을 응용하고자 하는 시스템의 특성에 적합한 함수에 통과시킨다. 여기서 발생하는 수치가 각 절점의 출력이 되어 다른 절점들과 연결되거나 신경회로망의 출력값이 되기도 한다.

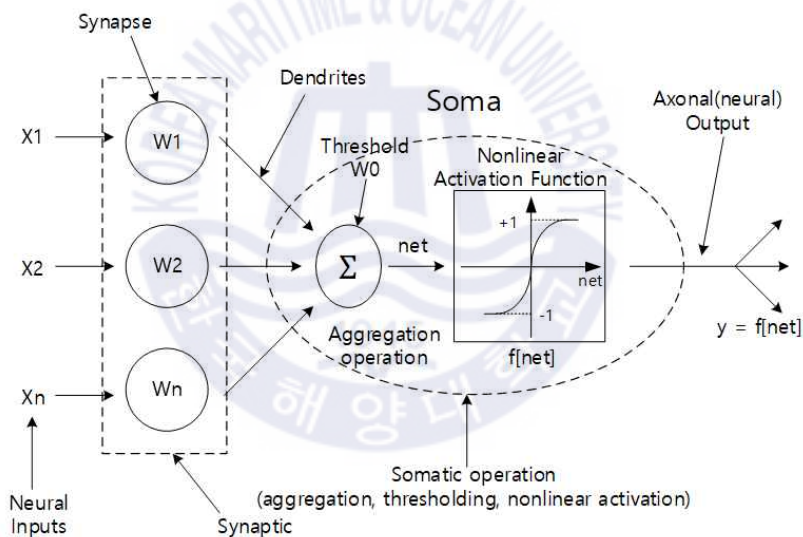


Fig. 4.3 Structure of artificial neuron.

신경회로망에서 중요한 구성요소는 처리기(Processing Element)와 이들 상호간의 연결(Interconnection)이다. 뉴런의 인공적인 모델을 처리기 혹은 유니트(Unit)라고 한다. 뇌의 신경세포에 해당하는 처리기의 구성은 Fig. 4.3과 같다.

신경회로망은 병렬정보처리, 학습능력, 패턴인식, 기억능력을 가진 인간의 두뇌 구조를 모방한 것이기 때문에 방대하고 복잡한 비선형 시스템을 규명할 수 있는 능력이 있다. 즉 두뇌의 한 세포에 수만 개의 연결고리가 연결되어 있으며 경험하는 과정에서 연결 고리들의 강도들이 변화되어 기억하고 배우는 것처럼 신경회로망도 간단한 절점을 많은 연결고리로 연결하고 연결고리 강도들을 학습을 통해 변화시킴으로써 시스템의 특성을 배우도록 되어 있다. 그러므로 시스템의 동정을 위해서 기존 선형 수학기론에서는 특정한 구조의 모델을 필요로 하지만 신경회로망을 사용할 때는 특정 구조의 모델이 필요 없이 시스템을 동정할 수 있다.

다음과 같은 비선형 시스템을 고려해 보자.

$$y(t+1) = f(y(t), \dots, y(t-n+1), u(t), \dots, u(t-m+1)) \quad (4.12)$$

여기서  $f(\cdot)$  는 비선형 시스템,  $m, n$  은 각각 입출력 차수를 의미한다.

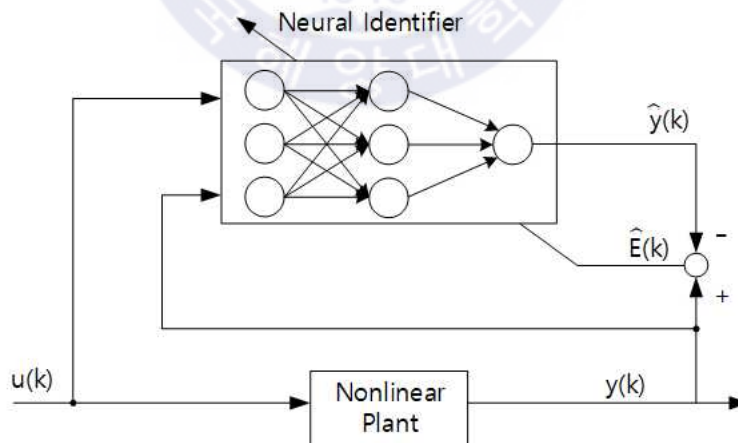


Fig. 4.4 Identification model for the dynamic systems using the neural network.

Fig. 4.4는 식(4.12)와 같은 비선형 시스템의 구조를 동정하기 위한 신경 회로망의 구조를 나타낸다.

Fig. 4.4에서 나타나듯이 비선형 시스템의 출력과 신경회로망의 출력을 비교하여 오차가 없어지도록 신경회로망을 학습시키면 신경회로망은 비선형 시스템을 별도의 수식모델 없이 동정할 수 있다. 신경회로망의 학습에는 주로 역전파 알고리즘이 사용되는데 이 방법은 입력패턴이 출력 층으로 진행되고 출력패턴을 목표패턴과 비교한 후 발생한 오차의 제곱을 이용하여 오차가 가장 작아지는 방향으로 접속 강도를 조정하는 것이다.

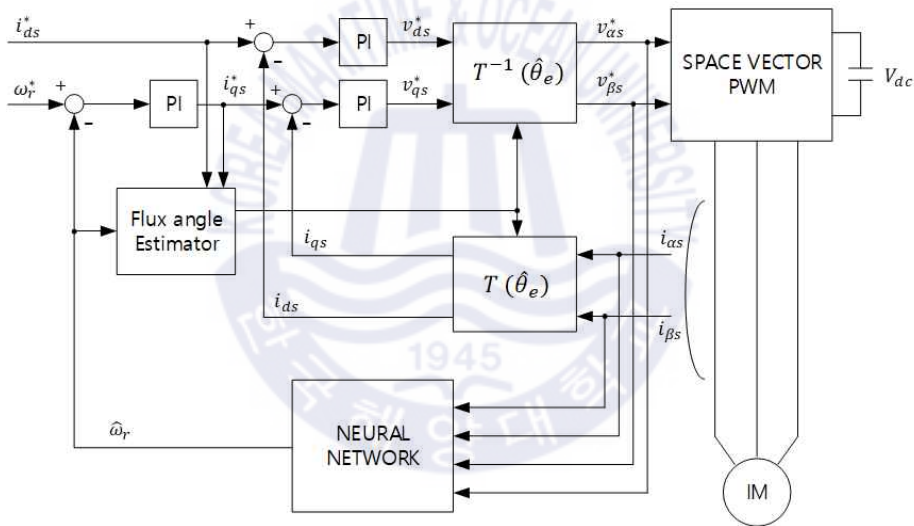


Fig. 4.5 Block diagram of IM sensorless control using neural network.

신경회로망을 이용하여 비선형의 다변수 입력, 다변수 출력인 유도전동기를 별도의 수식모델 없이 근사화 할 수 있고 이를 제어시스템에 응용할 수 있다. 신경회로망을 이용하여 속도를 추정함으로써 유도전동기의 속도를 제어하는 제어시스템을 Fig. 4.5에 나타내었다. 속도 추정의 성능은 오프라인에서 시스템을 얼마나 학습시켰는지에 따라 결정된다.

기존의 센서리스 벡터제어는 전동기 모델에 관한 정확한 정보가 요구되며 특히 고정자와 회전자의 저항에 관한 정보는 필수적이다. 그러나 유도기의 운전으로 고정자와 회전자의 온도가 상승하게 되면 저항성분의 값이 변동하여 제어에 악영향을 미친다. 하지만 수식모델이 필요 없는 신경회로망은 이러한 파라미터의 변동에 강인한 성질을 가진다. 신경회로망을 사용하는 방법으로 최근에는 학습의 속도가 빠른 칼만필터와 융합하는 방안이 연구되고 있다.

신경회로망을 사용한 방법의 경우에는 정격속도의 약 1.5[%]까지 속도 제어가 가능하다. 속도제어특성 및 부하특성도 양호하며 파라미터 변동에 대한 강인성도 가지고 있다. 하지만 신경회로망은 신경회로망의 구조와 학습방법 결정이 어렵고 학습과정과 설계절차가 까다롭다. 그리고 시스템의 안정성 및 수렴조건, 수렴특성 해석과 같은 이론적 접근이 어렵다.

#### 4.4 고주파 신호주입을 이용한 방식

이 방식은 유도전동기의 회전자 좌표계에서 추정된  $d$ 축에 맥동하는 신호를 주입하여 주입된 주파수에서의 임피던스의 차이를 측정하여 자속각을 추정하는 방법이다. 이 방법은 유도전동기의 고주파 영역에서의 임피던스를 이용하기 때문에 사전에 다양한 부하 조건에서의 임피던스 특성을 시험하고 분석할 필요가 있다. 이 방법은 정지 혹은 저속에서 사용되며 중속과 고속에서는 전압 여유의 부족으로 운전이 어렵게 된다.

고주파 신호주입에는 전압주입 방법과 전류주입 방법이 있는데 전류주입 방법은 전압주입 방법보다 빠른 동특성을 가질 수 있지만 부하 조건에 따라 임피던스의 차이가 감소하는 경우 또는  $q$ 축의 고주파 임피던스가 큰 경우에는 과부하 조건에서 그 제어 성능을 쉽게 잃어버린다. 그러므로 대부분 전압주입 방법이 사용된다.

고주파 신호 주입 방법에는 정지좌표계에서 신호를 주입하는 방법과 동기 좌표계에서 신호를 주입하는 방법이 있는데 정지좌표계를 이용하는 방

법은 동특성이 상당히 제한되며 주입신호에 의한 영향이 부하 상태에 따라 달라진다. 동기좌표계의  $d$ 축에 신호를 주입하는 방법은 다양한 신호 주입이 가능하며 주로 정현파 주입을 이용하게 된다.

Fig. 4.6는 추정 자속  $d$ 축 위에 고주파 맥동 신호가 주입되는 것을 도시하고 있다. 고주파 주입신호의 응답은  $d^m$ 과  $q^m$ 의 두 직교축에서 측정되며, 만약 추정 자속 축과 실제 자속 축이 일치하지 않는다면  $d^m$ 과  $q^m$ 의 두 직교축에서 측정된 고주파 신호는 임피던스 차이 즉 유도전동기의 돌극성으로 인하여 다른 값을 나타낸다.

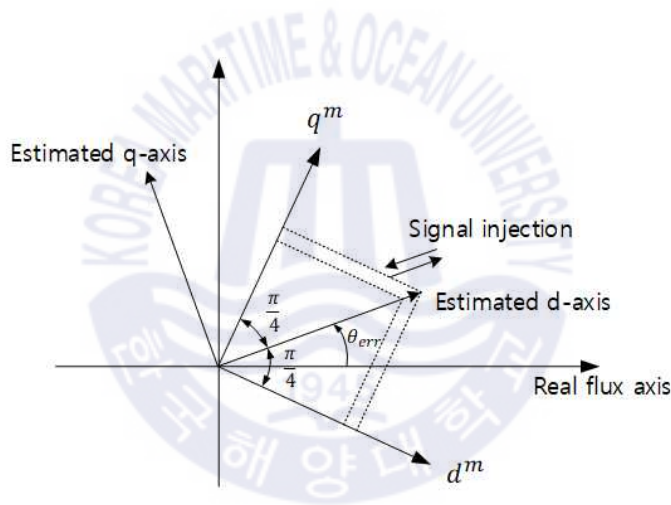


Fig. 4.6 Injection and measurement axes in the synchronous reference frame.

Fig. 4.6의 측정 축에서 단자 전압과 전류의 관계는 식(4.13)으로 표현될 수 있다.

$$V_{qsh}^m \approx \left[ R_{ha} + \frac{1}{2} R_{hp} \cos(2\theta_{err} + \frac{\pi}{2}) \right]$$



측정된 신호는 제어에 필요한 임피던스 성분을 추출하기 위한 신호처리 과정이 필요하게 된다. 신호처리에는 FFT(Fast Fourier transform) 방법과 저역 통과 필터링 등이 사용된다. Fig. 4.7은 고주파 주입을 이용한 유도기 제어 블록도를 도시한다.

자속기준제어(Field Orientation Controller, FOC)부에서는 고주파 임피던스 성분의 추출을 위한 전처리기(Pre-processor)와 회전자 자속각 추정을 위한 수정제어기(correction controller)를 둔다. 전류의 크기성분을 추정하기 위한 연산기와 저역 통과 필터(LPF)로 구성된다.

고주파 신호 주입을 이용한 방법에서는 정격속도의 약 1[%]의 저속도까지 제어가 가능하다. 그러나 속도제어 및 부하특성이 다른 제어법의 성능에 미치지 못하며 고주파를 주입함으로써 부가적인 손실이 발생하고 또한, 속도 맥동이 발생할 수 있으며 전압 여유분의 부족으로 고속운전은 어려운 단점이 있다.

#### 4.5 칼만필터를 이용한 방식

칼만필터를 이용한 방식은 선형시스템을 위한 하나의 상태추정기로서 입력부와 출력부에 노이즈로 인한 영향이 발생하는 경우 최적의 필터링을 수행하기 위해 이득매트릭스(Gain matrix)를 선정한다. 노이즈로 인한 영향이 발생하는 경우의 상태방정식과 출력방정식은 각각 식(4.14)와 식(4.15)로 나타낸다.

$$\frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} = \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{v}(t) + \mathbf{G}\mathbf{u}(t) \quad (4.14)$$

$$\mathbf{y}(t) = \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{w}(t) \quad (4.15)$$

상기의 식(4.14)와 식(4.15)의  $\mathbf{x}(t)$  는 고정자전류 및 회전자전류 등의 상



태변수를,  $\mathbf{v}(t)$  는 제어입력을,  $\mathbf{y}(t)$ 는 출력을 의미한다. 또한  $\mathbf{u}(t)$ ,  $\mathbf{w}(t)$  는 화이트노이즈(White noise)을 의미한다.

상태추정기와 유도전동기의 동적방정식과의 관계를 블록다이어그램으로 도시하면 Fig. 4.8과 같다.

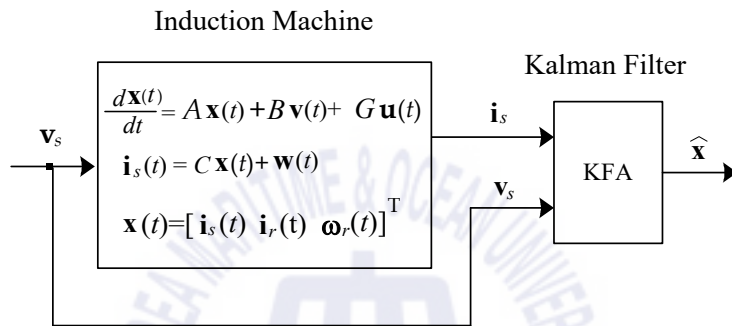


Fig. 4.8 Speed estimation block diagram using Kalman filter.

유도전동기처럼 회전자속도가 시변파라미터로 비선형시스템인 경우, 칼만필터 알고리즘의 적용을 위하여 선형화 모델이 필요하다. 즉, 추정해야 하는 파라미터인 회전자속도를 하나의 상태변수로 도입하고 샘플링주기 동안 일정하다고 가정하는 경우 선형화가 가능하다.

상태방정식을 이산형으로 표시하면 다음 식과 같다.

$$\mathbf{x}(k+1) = A_d \mathbf{x}(k) + B_d \mathbf{v}(k) + G_d \mathbf{u}(k) \quad (4.16)$$

$$\mathbf{y}(k) = C_d \mathbf{x}(k) + \mathbf{w}(k) \quad (4.17)$$

단,  $A_d, B_d, C_d$  는  $A, B, C$  의 이산형 등가매트릭스를 의미하고,  $G_d$  는  $G$  의 이산형 등가매트릭스를 의미한다.



고정자전류, 회전자전류 및 회전자속도를 추정하기 위한 칼만필터 방정식은 다음 식과 같다.

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}(k+1) \\ \omega_r(k+1) \end{bmatrix} = \mathbf{A}_{de}(k) \begin{bmatrix} \mathbf{x}(k) \\ \omega_r(k) \end{bmatrix} + \mathbf{B}_{de}(k) \mathbf{v}(k+1) + K(k)[\mathbf{y}(k+1) - C_d \mathbf{x}(k)] \quad (4.18)$$

식(4.16)에서  $\mathbf{A}_{de}(k) = \begin{bmatrix} A_d(k) & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$ ,  $\mathbf{B}_{de}(k) = \begin{bmatrix} B_d(k) \\ 0 \end{bmatrix}$ 이고 이득행렬

$K(k)$ 는 노이즈 천이매트릭스에 의해 매 순간마다 계산한다.

칼만필터 알고리즘은 초기의 이득매트릭스를 계산하기 위해 각 상태변수의 초기값  $x(0)$ 가 필요하다. 이 방식은 속도나 부하와 무관하게 정상오차가 10[rpm]정도 발생한다. 발생한 오차는 고속에서는 큰 영향이 없지만 저속에서는 상대적으로 큰 영향을 미칠 수 있다. 칼만필터에 의한 방식으로 유도전동기를 제어하는 경우 정격속도의 1.5[%]정도가 안정화된 저속 운전 범위이다.

#### 4.6 슬롯고조파 분석을 이용한 방식

이 방식은 회전자에 슬롯이 존재함으로써 릴럭턴스 변화로 인해 야기되는 고정자전압이나 전류의 고조파에 의해 회전자속도를 추정하는 방식이다. 유도전동기를 모델링할 때 회전자슬롯을 고려하면 공극길이를 아래 식과 같이 나타낼 수 있다.

$$g(\theta)^{-1} = K_e + K_r \cos[N_{rs}(\theta - \omega_r t)] \quad (4.19)$$

위 식(4.19)에서  $g(\theta)$  는 공극길이,  $K_e$  는 평균공극길이의 역수,  $K_r$  는 슬롯에 대한 공극길이의 변조지수,  $N_{rs}$  는 쌍극당 슬롯수를 의미한다.

식(4.19)와 같은 공극길이의 변화로부터 고정자전압 및 전류에 식(4.20)에 계산되는 주파수의 고조파가 포함된다.

$$\omega_h = N_{rs} \omega_r \pm \omega_e \quad (4.20)$$

여기서,  $\omega_h$  는 고조파 주파수이다.

즉, 고정자전압이나 전류를 이용하여 슬롯고조파 주파수를 산출하여 속도정보를 구할 수 있다.

슬롯고조파 분석을 이용한 속도추정 블록다이어그램은 Fig. 4.9와 같다. 필터에 통과된 고정자전압이나 전류를 이용하여 회전자 슬롯고조파의 주파수를 구한다. 이 고조파 주파수를 식(4.20)에 대입하여 회전자속도를 계산할 수 있다.

또 다른 방식으로 FFT(Fast Fourier transform)를 이용한 상전류 스펙트럼 분석을 통하여 슬롯고조파의 주파수를 계산할 수도 있다.

슬롯고조파 분석에 의한 방식은 부하와 속도와 무관하게 정상오차가 1[%]정도 발생하고 정격속도의 약 5[%]가 운전 가능한 저속영역이다.

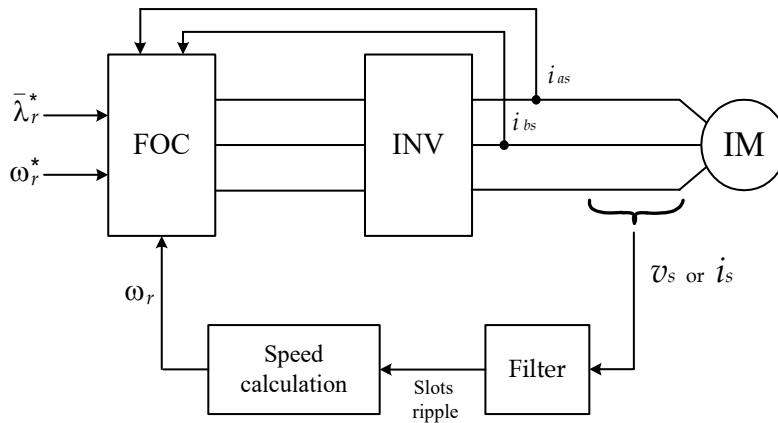


Fig. 4.9 Speed estimation block diagram using rotor slots ripple.

#### 4.7 상태궤환 선형화 기법을 이용한 방식

유도전동기는 정격속도 이하의 운전영역에선 자속기준 좌표변환에 의해 제어변수와 속도가 선형적인 특성을 가진다. 그러나 정격속도 이상인 고속영역에서는 고정자 전압의 제한치로 인한 고정자 전압의 증가의 한계라는 문제가 발생하므로 기준자속 크기를 줄여야 한다. 약계자 영역에서 벡터제어를 적용하는 경우, 자속과 속도의 완전한 비간섭 제어, 즉 독립제어가 이루어지지 않는다. 상태궤환 선형화 방식은 자속과 속도를 서로 상호 간섭을 받지 않고 분리하여 제어가 힘든 약계자 영역에서 자속과 속도의 완전한 비간섭제어를 구현하기 위한 방식이다.

식(4.21)는 유도전동기의 상태방정식이다.

$$p \mathbf{x} = \mathbf{f}(\mathbf{x}) + \mathbf{g}(\mathbf{x}) u \quad (4.21)$$

여기서,

$$\mathbf{f}(\mathbf{x}) = \begin{pmatrix} -a_1 x_1 + a_3 x_3 + a_4 x_4 x_5 \\ -a_1 x_2 - a_4 x_3 x_5 + a_3 x_4 \\ a_5 x_1 - a_7 x_3 - a_8 x_4 x_5 \\ a_5 x_2 + a_8 x_3 x_5 - a_7 x_4 \\ a_9(x_2 x_3 - x_1 x_4) - a_{10} T_L \end{pmatrix}, \quad \mathbf{g}_d(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad \mathbf{g}_q(\mathbf{x}) = \begin{bmatrix} 0 \\ b \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}$$

$$x_1 = i_{ds}, \quad x_2 = i_{qs}, \quad x_3 = \lambda_{dr}, \quad x_4 = \lambda_{qr}, \quad x_5 = \omega_r,$$

$$u = [u_d \quad u_q], \quad a_1 = \left(-\frac{R_r L_m^2}{\sigma L_s L_r^2} + \frac{R_s}{\sigma L_s}\right), \quad a_3 = -\frac{R_r L_m}{\sigma L_s L_r^2},$$

$$a_4 = -\frac{L_m}{\sigma L_s L_r}, \quad a_5 = -\frac{R_r L_m}{L_r}, \quad a_7 = \frac{R_r}{L_r}, \quad a_8 = 1,$$

$$a_9 = -\frac{3N_{L_m^2 p^2 J L_r}}{J}, \quad a_{10} = \frac{N_p}{J}, \quad b = \frac{1}{\sigma L_s}$$

유도전동기를 상태방정식으로 나타낸 식(4.21)를 선형화하기 위해 출력을 결정해야 하는데 벡터제어를 하기 위해 출력을 회전자자속과 속도로 정하면 식(4.22)로 나타낼 수 있다.

$$\psi_1(x) = x_3^2 + x_4^2 \quad (4.22a)$$

$$\psi_2(x) = x_5 \quad (4.22b)$$

새로운 좌표변수  $z_m$  ( $m = 1, 2, \dots, 5$ )를 이용하면 식(4.22)의 출력은 식

(4.23)으로 표현할 수 있다.

$$z_1 = \psi_1(x) \quad (4.23a)$$

$$z_2 = L_f \psi_1(x) \quad (4.23b)$$

$$z_3 = \psi_2(x) \quad (4.23c)$$

$$z_4 = L_f \psi_2(x) \quad (4.23d)$$

유도전동기 상태변수의 수와 새로운 좌표변수가 일치되도록 회전자속을 변수로 정하면 식(4.24)와 같다.

$$z_5 = \tan^{-1} \left( \frac{x_4}{x_3} \right) = \psi_3(x) \quad (4.24)$$

따라서 새로운 좌표의 상태방정식을 식(4.25)로 나타낼 수 있다.

$$pz_1 = z_2 \quad (4.25a)$$

$$pz_2 = L_f^2 \psi_1(x) + L_{gd} L_f \psi_1(x) u_d + L_{gq} L_f \psi_1(x) u_q \quad (4.25b)$$

$$pz_3 = z_4 \quad (4.25c)$$

$$pz_4 = L_f^2 \psi_2(x) + L_{gd} L_f \psi_2(x) u_d + L_{gq} L_f \psi_2(x) u_q \quad (4.25d)$$

$$pz_5 = L_f^2 \psi_3(x) \quad (4.25e)$$

위 식(4.25)에서 입력의 영향을 받는 네 번째까지의 식을 간단하게 표현하면 식(4.26)처럼 나타낼 수 있다.

$$\begin{bmatrix} p^2 z_1 \\ p^2 z_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_f^2 \psi_1 \\ L_f^2 \psi_2 \end{bmatrix} + D \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} \quad (4.26)$$

$$\text{단, } D = \begin{bmatrix} L_{gd} L_f \psi_1 & L_{gq} L_f \psi_1 \\ L_{gd} L_f \psi_2 & L_{gq} L_f \psi_2 \end{bmatrix},$$

$$\begin{aligned} L_f^2 \psi_1 &= 2a_7((2a_7 + a_7 a_4 L_m)(x_3 x_3 + x_4 x_4) + a_7 L_m^2(x_1 x_1 + x_2 x_2)) \\ &= -(a_1 L_m + 3a_7 L_m)(x_1 x_3 + x_2 x_4) + L_m x_5(x_2 x_3 - x_1 x_4)) \end{aligned}$$

$$L_f^2 \psi_2 = -a_9(x_5(x_1 x_3 + x_2 x_4) + a_4 x_5(x_3 x_3 + x_4 x_4) + (a_1 + a_7)(x_2 x_3 - x_1 x_4))$$

식(4.26)에서  $\psi_1 \neq 0$  이면  $\det(D) \neq 0$  이 되어 시스템 입력  $u$  와 선형화를 위한 새로운 계환입력  $v$  는 다음의 관계를 갖는다.

$$\begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} = D^{-1} \left( \begin{bmatrix} -L_f^2 \psi_1 \\ -L_f^2 \psi_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \right) \quad (4.27)$$

식(4.27)를 식(4.25)에 대입하면 식(4.25)의 처음 4개의 변수는 식(4.28)과 같이 된다.

$$p z_1 = z_2 \quad (4.28a)$$

$$p z_2 = v_d \quad (4.28b)$$

$$p z_3 = z_4 \quad (4.28c)$$

$$p z_4 = v_q \quad (4.28d)$$

식(4.28)은 새로운 제어신호  $v_d$ ,  $v_q$ 의 선형시스템 상태궤환 제어를 이용하여 나타내면 식(4.29)와 같다.

$$v_d = K_{d1} (z_1 - z_{1ref}) - K_{d2} z_2 \quad (4.29a)$$

$$v_q = K_{q1} (z_3 - z_{3ref}) - K_{q2} z_4 \quad (4.29b)$$

식(4.29)는 선형시스템의 상태궤환 제어기이고, 회전자자속와 속도에 적용하여 Fig. 4.10과 같은 블록도를 나타낼 수 있다.

Fig. 4.10을 보면 유도전동기의 자속 및 속도 제어가 각각 독립하여 제어 가능함을 알 수 있다.

상태궤환 선형화 기법에 의한 방식에서 운전 가능한 저속 운전 범위는 정격속도의 약 5[%]정도이며 저속에서의 부하특성은 다른 센서리스 제어 방식과 비교할 때 현저한 성능 저하 현상을 보인다. 그러나 정격속도 이상의 고속 운전 영역에서는 속도응답 및 부하특성이 저속 영역에 비해 개선된 결과를 보인다.

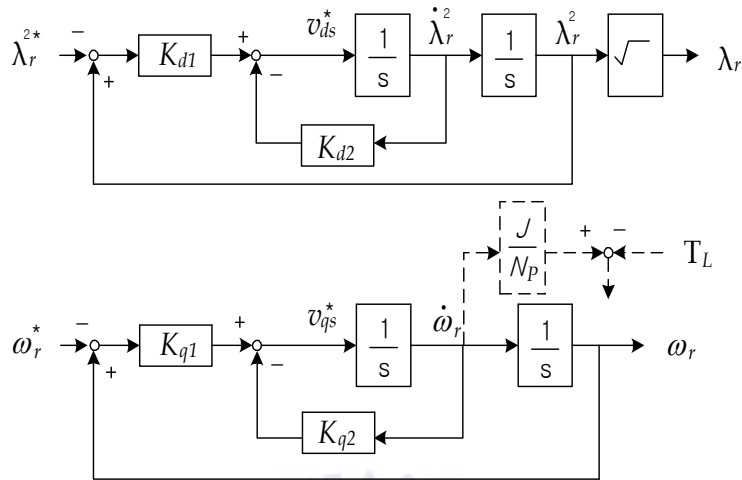


Fig. 4.10 Nonlinear control of induction motor by input-output linearization.

#### 4.8 유도전동기 센서리스 속도제어 방식 비교

일반적으로 유도전동기의 센서리스 제어 방식은 앞절에서 설명한 7가지 방법에 더하여 전류오차보상에 의한 방법이 많이 연구되고 있다. 속도추정기에 의한 방식은 무부하시에는 정상오차가 영이지만 부하시에는 약간의 오차가 발생하며 안정된 저속운전의 범위는 정격속도의 1.5[%]정도이다. 모델기준 적응제어에 의한 방식은 무부하시에는 정상오차가 영이지만 정격부하 인가 시에는 고속에서 2[%], 저속에서는 그 이하의 오차가 발생한다. 운전 가능한 저속범위는 정격속도의 7[%]정도이다. 신경회로망을 사용한 방법의 경우에는 정격속도의 약 1.5[%]까지 속도제어가 가능하다. 속도제어특성 및 부하특성도 양호하며 파라미터 변동에 대한 강인성도 가지고 있다. 고주파 신호 주입을 이용한 방법에서는 정격속도의 약 1[%]의 저속도까지 제어가 가능하다. 그러나 속도제어 및 부하특성이 다른 제어



법의 성능에 미치지 못하며 고주파를 주입함으로써 부가적인 손실이 발생하고 또한, 속도 맥동이 발생할 수 있다. 칼만필터에 의한 방식에서는 어떤 속도나 부하이든지 10[rpm]정도의 정상오차가 발생하는데 이는 고속에서는 큰 의미가 없지만 저속에서는 상대적으로 큰 오차일 수 있다. 운전 가능한 저속범위는 정격속도의 1.5[%]정도이다. 슬롯고조파 분석에 의한 방식의 경우, 부하와 속도에 관계없이 1[%]정도의 정상오차가 발생하며 운전 가능한 저속영역은 정격속도의 5[%]정도이다. 상태궤환 선형화 방법으로 운전 가능한 저속의 범위는 정격속도의 5[%]정도이며 저속에서의 부하특성은 다른 제어방법에 비해 현저한 성능의 저하를 보인다.

Table 4.1은 유도전동기의 센서리스 속도제어 방식에 따른 안정된 저속 운전범위를 나타내었다.

**Table 4.1** Comparison of low speed range by sensorless speed control of induction motor.

센서리스 알고리즘	운전가능 저속영역 (정격속도기준)
속도추정기에 의한 방식	1.5%
모델적응제어에 의한 방식	7%
신경회로망을 이용한 방식	1.5%
고주파 신호주입을 이용한 방식	1%
칼만필터를 이용한 방식	1.5%
슬롯고조파 분석을 이용한 방식	5%
상태궤환 선형화기법을 이용한 방식	5%

## 5. 제안하는 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어

기존의 유도전동기 센서리스 속도제어 방식은 Table 4.1에서 알 수 있듯이 안정적인 속도추정 및 제어동작이 가능한 저속영역은 정격속도의 1[%]~7[%]인데 이는 입·출항 시 극저속 운전이 요구되는 선박에서의 비상운전방법으로 적합하지 않다. 이에 본 논문에서는 기존의 방식들과는 달리 속도 추정기나 관측기가 요구되지 않으며, 고정자 전압 및 전류값만 사용하는 비교적 간단한 전류오차보상에 의한 속도제어 방법에 변형된 공간벡터제어기법을 적용하여 극저속영역에서 효율적인 속도 제어가 가능한 개선된 전류오차보상 센서리스 속도제어방법을 제안한다.

### 5.1 이론적 배경

농형유도전동기의 전압방정식을 고정자에 고정된  $\alpha - \beta$  축에 관해 나타내면 식(5.1)과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + pL_s & 0 & pL_m & 0 \\ 0 & R_s + pL_s & 0 & pL_m \\ pL_m & \omega_r L_m & R_r + pL_r & \omega_r L_m \\ -\omega_r L_m & pL_m & -\omega_r L_r & R_r + pL_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (5.1)$$

단,  $p$  는 미분연산자이다.

식(5.1)을 전류에 관한 미분방정식으로 고치면 유도전동기 등가모델은 식(5.2)가 된다.

$$p \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} = \frac{1}{D} \begin{bmatrix} -L_r R_s & L_m^2 \omega_r & L_m R_r & L_m L_r \omega_r \\ -L_m^2 \omega_r & -L_r R_s - L_m L_r \omega_r & L_m R_r & \\ L_m R_s & -L_s L_m \omega_r & -L_s R_r & -L_s L_r \omega_r \\ L_s L_m \omega_r & L_m R_s & L_s L_r \omega_r & -L_s R_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \\ i_{\alpha r} \\ i_{\beta r} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_r & 0 & -L_m & 0 \\ 0 & L_r & 0 & -L_m \\ -L_m & 0 & L_s & 0 \\ 0 & -L_m & 0 & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{\alpha s} \\ v_{\beta s} \\ v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} \quad (5.2)$$

여기서,  $D = L_s L_r - L_m^2$  이다.

유도전동기는 Fig. 5.1과 같이 고정자전압을 입력으로 받아 전동기상수, 관성모멘트 및 부하토크 등 전기·기계적인 파라미터들에 의해 변조된 고정자전류 및 회전자 속도를 출력으로 내보내는 다변수 입·출력 시스템으로 간주할 수 있다.

하지만, 식(5.2)에 의하면 회전자속도는 시변 파라미터로 매순간 피드백되기 때문에 고정자 전류값과 긴밀히 입·출력의 위치를 동시에 취한다.



Fig. 5.1 Input and output variables of induction motor.

여기서 Fig. 5.1의 유도전동기와 전기적 파라미터가 동일한 하나의 수식 모델을 고려하면, 이 모델의 입력은 실제 유도전동기와 같은 값의 고정자 전압과 속도 설정값이고 출력은 고정자전류이며 유도전동기의 과도 및 정상상태에 모두 적용 가능한 식(5.2)를 수식모델로 하면 Fig. 5.2와 같이 나타낼 수 있다.

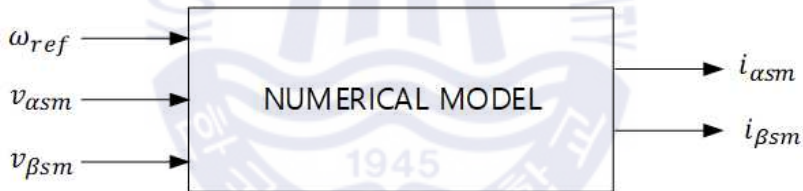


Fig. 5.2 Input and output variables of numerical model.

Fig. 5.2에서 첨자  $m$ 은 모델 변수임을 의미하고  $\omega_{ref}$ 는 수식모델의 속도로서 속도 지령치이다. 식(5.2)는 기계적 파라미터들을 포함하지 않으므로 이들에 대한 정보는 요구되지 않는다.

Fig. 5.1과 Fig. 5.2를 비교해보면 다음과 같은 추론이 가능하다.

실제 유도전동기와 수식모델의 고정자전압이 같기 때문에 양자의 고정자전류가 같다면 전동기의 회전자속도는 수식모델 입력인 속도 설정값과 동일하게 될 것이다. 즉,  $v_{\alpha s} = v_{\alpha sm}$ ,  $v_{\beta s} = v_{\beta sm}$  일 경우에  $i_{\alpha s} = i_{\alpha sm}$ ,

$i_{\beta s} = i_{\beta sm}$  이면  $\omega_r = \omega_{ref}$ 이 된다. 이를 수식모델의 동기회전좌표계상에서 적용하면  $v_{ds} = v_{dsm}$ ,  $v_{qs} = v_{qsm}$  및  $\omega_e = \omega_{em}$  일 경우에  $i_{ds} = i_{dsm}$ ,  $i_{qs} = i_{qsm}$  이면  $\omega_r = \omega_{ref}$ 이 된다.

$$\begin{bmatrix} v_{qs} \\ v_{ds} \\ v_{qr} \\ v_{dr} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R_s + \frac{d}{dt} L_s & \omega_e L_s & -\frac{d}{dt} L_m & \omega_e L_m \\ -\omega_e L_s & R_s + \frac{d}{dt} L_s & -\omega_e L_m & \frac{d}{dt} L_m \\ \frac{d}{dt} L_m & (\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + \frac{d}{dt} L_r & (\omega_e - \omega_r) L_m \\ -(\omega_e - \omega_r) L_m & \frac{d}{dt} L_m & -(\omega_e - \omega_r) L_m & R_r + \frac{d}{dt} L_r \end{bmatrix} \quad (5.3)$$

위에서 언급한 추론의 수학적 근거는 다음과 같다.

실제 유도기에 공급되는 전압값을 모델의 전압으로 취하고 이 양자를 모두 수식모델의 동기회전좌표계상의 값으로 변환하면  $v_{ds} = v_{dsm}$  및  $v_{qs} = v_{qsm}$  이다. 수식모델의 전압방정식을 일정자속 간접벡터제어 알고리즘을 사용하여 동기회전좌표계상의 값으로 나타내면,  $\lambda_{qr} = 0$ ,  $p\lambda_{qr} = 0$  및  $i_{qr} = -\frac{L_m}{L_r} i_{qsm}$  이므로 전동기 전압방정식을 행렬로 나타낸 식(5.3)에 의해 식(5.4)~식(5.7)이 된다.

$$v_{dsm} = R_s i_{dsm} + p(L_s i_{dsm} + L_m i_{dr}) - \omega_{em} \sigma L_s i_{qsm} \quad (5.4)$$

$$v_{qsm} = R_s i_{qsm} + p(L_s i_{qsm} + L_m i_{dr}) - \omega_{em} \sigma L_s i_{dsm} \quad (5.5)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p(L_r i_{dr} + L_m i_{dsm}) \quad (5.6)$$

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} i_{qsm} + (\omega_{em} - \omega)(L_m i_{drm} + L_m i_{dsm}) \quad (5.7)$$

단,  $\omega_{em} = \omega_{ref} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}}{i_{ref}}$  이며  $i_{ref}$ 는 일정자속제어를 위한 자속전류 지령값이다.

반면에, 수식모델 동기회전좌표축에 대한 전동기의 전압방정식은 식(5.8)~식(5.11)이다.

$$v_{ds} = R_s i_{ds} + p(L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) - \omega_{em} (L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) \quad (5.8)$$

$$v_{qs} = R_s i_{qs} + p(L_s i_{qs} + L_m i_{qr}) - \omega_{em} (L_s i_{ds} + L_m i_{dr}) \quad (5.9)$$

$$0 = R_r i_{dr} + p(L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) - (\omega_{em} - \omega_r)(L_r i_{qr} + L_m i_{qs}) \quad (5.10)$$

$$0 = R_r i_{qr} + p(L_r i_{qr} + L_m i_{qs}) - (\omega_{em} - \omega_r)(L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) \quad (5.11)$$

예를 들어, 어느 순간 모델과 전동기의  $d$ ,  $q$ 축 및 각 고정자 전류가 Fig. 5.3과 같은 경우를 고려해 보면 식(2.8)~식(2.9)에 의해 고정자전압은 매 순간 일치하지만 모델과 전동기의 전류값이 상이하면 자속축도 그림과 같이 달라질 수 있다.

Fig. 5.3과 같이  $i_{qs} > i_{qsm}$ (즉,  $\omega_{ref} > \omega_r$ )인 경우  $v_{qs}(=v_{qsm})$ 을 증가시키면  $i_{qsm}$ 은 증가하지만  $i_{qs}$ 는 상승, 발생 토크가 증가하여 전동기속도가 상승한 후 감소하므로  $i_{qsm} \rightarrow i_{qs}$ 가 된다.

즉,  $v_{qs}$ 가 증가하면 식(5.5)에 의해  $i_{qsm}$ 이 상승하여 모델 가속도  $\omega_{em}$  및 전동기각속도  $\omega_e(=\omega_r + \omega_{sl})$ 가 커지는데  $\omega_r$ 은 순간적으로 상승하지 못하

므로  $\omega_{sl}$ 이 급증한다. 따라서 식(2.18)에 의해  $i_{qsa}$ 가 상승하여 식(2.23)에 따라 토크가 증가하므로 전동기 속도도 점차 상승한다. 전동기 속도가 상승한 만큼 슬립주파수는 낮아지므로  $i_{qsa}$ 는 다시 감소하여  $i_{ds} - i_{qsm} \rightarrow 0$ 이다.

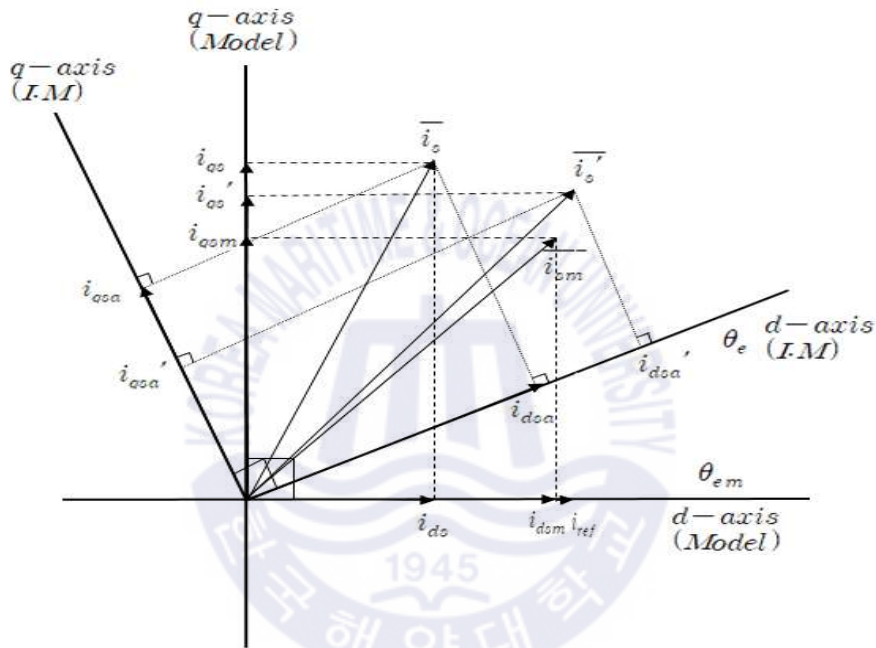


Fig. 5.3 An example of  $d, q$  axis and stator currents for model and motor.

마찬가지로, 그림과 같이  $i_{ref} > i_{dsm} > i_{ds}$ 인 경우  $d$ 축 전압을 증가시켜  $i_{ds}, i_{dsm} \rightarrow i_{ref}$ 가 되도록 제어한다. 실제 유도전동기에 토크를 발생시키는  $i_{qs}$ , 자속일정 벡터제어를 위한  $i_{ref}$  및 속도설정치인 모델속도가 각 제어 변수의 기준값이다.

수식모델 동기회전좌표계상의  $d$ ,  $q$ 축 전압  $v_{ds}$  및  $v_{qs}$ 를 조정함으로써  $i_{ds} = i_{dsm} = i_{ref}$  및  $i_{qs} = i_{qsm} = i_{qs}'$ 가 되게 제어하면 전동기와 모델전류  $\bar{i}_s$ ,  $\bar{i}_{sm}$ ,  $\bar{i}_s'$ 에 수렴한다. 부하가 속도에 관계없이 일정한 경우  $i_{dsa} \cdot i_{qsa} = i_{dsa}' \cdot i_{qsa}'$ 이다.

또한, Fig. 5.3과 같이 전동기의 실제 조속축이 모델의 자속축보다 앞선 경우, 슬립속도는 실제 토크전류에 비례하고 자속전류에 반비례하므로 전류제어가 진행됨에 따라  $\frac{i_{qs}'}{i_{ref}} > \frac{i_{qsa}'}{i_{dsa}}$  관계에 의해 실제 슬립속도가 감소하여 양 자속축은 곧 일치하게 된다. Fig. 5.3과 반대의 경우에는  $\frac{i_{qs}'}{i_{ref}} < \frac{i_{qsa}'}{i_{dsa}}$ 가 되어 자속축은 동일한 자속각에서 안정한다.

$i_{ds} = i_{dsm} = i_{ref}$  및  $i_{qs} = i_{qsm} = i_{qs}'$ 이고 모델과 전동기의 자속축이 일치하면  $\lambda_q = 0$ ,  $p\lambda_q = 0$  및  $i_q = -\frac{L_m}{L_r} i_{qs}$ 이므로 식(5.10), 식(5.11)은 다음과 같다.

$$0 = R_r i_{dr} + L_r \pi_{dr} \quad (5.12)$$

$$0 = -\frac{L_m}{T_r} i_{qs} + (\omega_{ref} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qs}}{i_{ref}} - \omega_r)(L_r i_{dr} + L_m i_{ds}) \quad (5.13)$$

식(5.10) 및 식(5.12)에 의해 모델의 자속축과 전동기의 자속축이 일치하고  $i_{ds} \rightarrow i_{ref}$ 이면  $i_{dr} = 0$ 이 되고 이를 식(5.13)에 적용하면 전동기 속도  $\omega_r$ 은 모델속도  $\omega_{ref}$ 에 접근함을 알 수 있다.

따라서 수식모델  $d$ ,  $q$ 축에 대한 모델과 전동기의 고정자 전류 차이가



영이 되도록 제어하면, 양자의 자속각이 상이했더라도 일치하게 되고 전 동기 속도도 지령치인 모델속도를 추종한다.

## 5.2 제어 알고리즘 및 특징

이론적 배경을 토대로 다음과 같이 변환 및 제어를 함으로써 센서리스 속도제어를 할 수 있다. 먼저 전동기의 상전류를 전류센서로 검출하여 식 (5.14)에 의해 수식모델 동기 회전축상의 값으로 변환한다.

$$\begin{bmatrix} i_{ds} \\ i_{qs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{em} & \sin\theta_{em} \\ -\sin\theta_{em} & \cos\theta_{em} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha s} \\ i_{\beta s} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

$$\text{단, } \theta_{em} = \int_0^t (\omega_{ref} + \frac{1}{T_r} \frac{i_{qsm}}{i_{ref}}) dt$$

또한, 전동기 공급전압을 이용하여 식(5.2)에 의해 모델 전류를 계산한 후 식(5.15)를 이용하여 동기회전축상의 값을 구한다.

$$\begin{bmatrix} i_{dms} \\ i_{qms} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{em} & \sin\theta_{em} \\ -\sin\theta_{em} & \cos\theta_{em} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{\alpha ms} \\ i_{\beta ms} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

다음에,  $i_{qs} - i_{qsm} \rightarrow 0$ ,  $i_{ds}$ ,  $i_{dsm} \rightarrow i_{ref}$ (일정)로 제어하기 위해 동기회전좌표 계 PI 전류제어기를 사용하여 식(5.16)와 같은 고정자 전압 입력값을 계산한다.

$$\begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} K_{mp}(i_{ref} - i_{dsm}) + K_{mt} \int_0^t (i_{ref} - i_{dsm}) dt + K_{ms} \int_0^t (i_{ref} - i_{ds}) dt \\ K_{tp}(i_{qs} - i_{qsm}) + K_{tt} \int_0^t (i_{qs} - i_{qsm}) dt \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

단,  $K_{mp}$ ,  $K_{mt}$ ,  $K_{ms}$ ,  $K_{tp}$  및  $K_{tt}$ 는 상수이다.

식(5.15)를 식(5.16)에 의해 고정좌표축상의 값으로 변환하면 다음과 같다.

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha s}^* \\ v_{\beta s}^* \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos\theta_{em} & -\sin\theta_{em} \\ \sin\theta_{em} & \cos\theta_{em} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ds}^* \\ v_{qs}^* \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

식(5.17)에 의해 계산된 고정자 전압 지령치를 전압변조부를 통해 각 상에 공급한다. 전류오차보상을 이용한 유도전동기의 센서리스 속도제어계의 블록선도는 Fig. 5.4와 같다.

본 센서리스 제어 시스템의 프로세스는 다음과 같다.

- (1) 직전 제어 루프에서 인가한 상전압과 두 상의 전동기 상전류 및 DC 링크 전압을 측정한다.
- (2) 전압과 전류값을 3상/2상 변환하여 실제 전동기의 고정자전류의 크기 계산한다.
- (3) 수식모델에 인가된 상전압(전동기 전압과 동일)과 속도 지령치를 이용하여 모델 전류의 크기를 구한다.
- (4) (2)에서 얻은 실제 전동기의 전류의 크기가 수식모델의 값들에 접근하도록 최적 전압벡터를 선정해 전동기와 모델에 출력한다.
- (5) 전동기와 수식모델의  $d$ ,  $q$ 축에 대한 모델과 전동기의 고정자 전류

차이가 영이 되도록 제어하면, 양자의 자속각이 상이했더라도 일치하게 되고 전동기 속도도 지령치인 모델속도를 추종하게 된다.

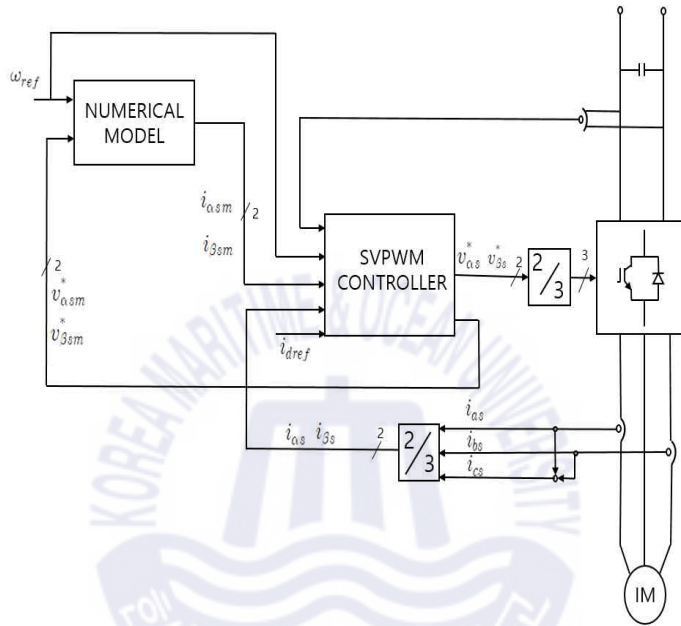


Fig. 5.4 The block diagram of the proposed system.

기존의 유도전동기 센서리스 속도제어방식들은 대부분 고속영역에서는 속도추정이 용이하고 정밀도도 높아 원활한 제어동작을 기대할 수 있다. 하지만, 저속운전 시 입력전압, 역기전력, 주파수 등 모든 제반 변수값들의 크기 자체가 작아 정확한 속도정보의 추정이 어려울 뿐 아니라 전압 및 전류센서의 미세한 오차와 전동기 상수 등의 변동만 수반되어도 속도 추정값의 오차가 유발되므로 안정된 운전이 불가능 하다.

각 센서리스 제어방식에 따라 운전 가능한 저속영역범위는 4.8에 기술되어 있다.

반면에 본 논문에서 제안하는 전류오차보상에 의한 센서리스 제어방법은 다른 방식과 달리 속도를 직접 추정 및 제어하지 않고 고속 및 저속에서 크기가 크게 변동하지 않는 전류를 제어함으로써 전동기의 속도가 수식모델의 속도에 근접하게 하는 간접적인 제어방식이다.

즉, 직접적인 제어대상이 속도가 아니라 전동기에 흐르는 3상 교류이고 그 크기는 부하에 따라 변하지만 유도전동기의 특성상 무부하시도 자속전류로 인해 각 상에 인가되는 상전류의 크기는 적지 않으므로 전속도운전 영역에서 제어동작이 비교적 용이하다. 따라서, 정격속도 1% 미만의 극저속영역에서도 안정된 속도제어가 가능하다는 특징을 가진다.



## 6. 컴퓨터 시뮬레이션

본 논문에서 제안한 전력변환방식에 의한 유도전동기 센서리스 속도제어 알고리즘의 타당성을 고찰하기 위해 실험에 앞서, 속도검출기가 설치된 인버터와 속도검출기가 설치되지 않은 인버터의 극저속영역과 저속영역에서 컴퓨터 시뮬레이션을 실시하였다. 우선 속도검출기가 설치된 유도전동기와 본 논문에서 제안하는 알고리즘이 적용된 센서리스 유도전동기의 극저속영역 및 저속영역에서의 지령속도 추종성능을 알아본다. 그 다음으로 저속영역의 부하 특성과 역전시험 속도응답특성을 확인한다.

시뮬레이션은 Powersim Inc사의 PSIM을 사용하였다. PSIM은 전력변환 및 전동기 구동 전용의 프로그램으로서 시뮬레이션 시간이 빠르고, 정확한 결과를 제공한다. PSIM은 크게 회로도를 기반으로 할 수 있고, 또는 C언어, Fortran과 같은 언어 기반으로도 시뮬레이션을 수행할 수 있다.

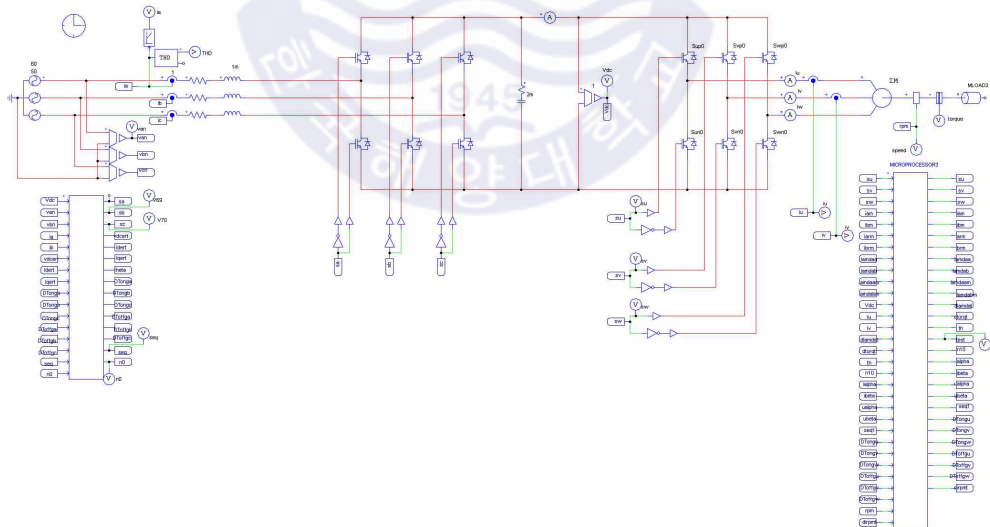
본 논문에서 SVPWM방법을 적용한 AFE 컨버터와 전류오차보상 센서리스 인버터의 제어 알고리즘은 C언어를 기반으로 작성하였다. 작성된 C언어 제어 알고리즘을 PSIM 프로그램으로 시뮬레이션을 수행하였으며, 시뮬레이션 연산 주기는  $2[\mu s]$ 이다.

컴퓨터 시뮬레이션 및 실험에 사용한 유도전동기의 파라미터 및 시스템 정수는 Table 6.1과 같다.

**Table 6.1** Parameters of induction motor used for computer simulation and experiment & system constants.

정격출력	3[HP]	$R_r$	1.56[Ω]
정격전압	220[V]	$L_s$	180[mH]
정격전류	9[A]	$L_r$	180[mH]
정격속도	1735[rpm]	$L_m$	176[mH]
극수	4	$J$ (관성모멘트)	0.1[Kg·m <sup>2</sup> ]
$R_s$	2.0[Ω]	샘플링주기	200[μs]

Fig. 6.1은 SVPWM을 적용한 AFE 정류기와 전류오차보상 센서리스 인버터의 PSIM 프로그램 계통도이다.



**Fig. 6.1** The PSIM schematic diagram of the Proposed power conversion system.

## 6.1 속도 검출기가 있는 유도전동기 속도제어

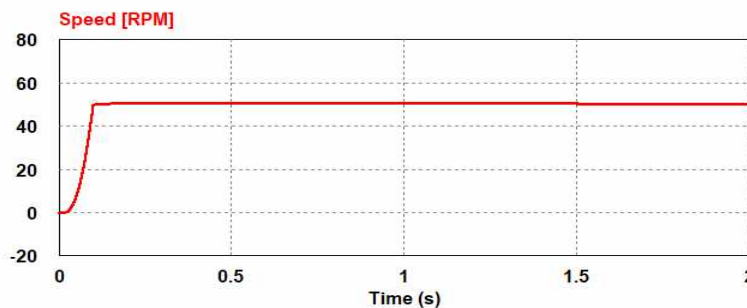
Fig. 6.2는 무 부하에서 0[rpm]에서 50[rpm]으로 운전 중 5[N-m]의 부하를 인가하였을 경우, 저속영역에서의 속도제어, 입·출력 전류 및 부하의 운전 특성이 안정적임을 알 수 있다.

Fig. 6.3은 10[N-m]의 부하가 가해진 상황에서 0[rpm]에서 25[rpm]으로 계단상 속도지령을 인가하였을 경우를 나타낸다. 시뮬레이션 결과 극저속 영역에서도 속도제어 및 입·출력 전류의 특성이 양호함을 알 수 있다.

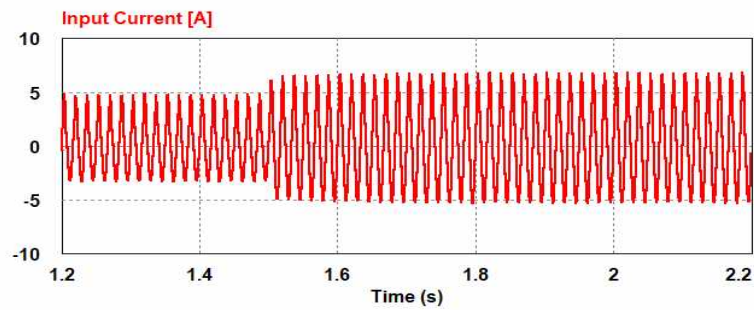
Fig. 6.4는 10[N-m]의 부하에서 0[rpm]에서 10[rpm]으로 계단상 속도지령을 가했을 경우 전동기의 특성을 보여준다. 극저속영역에서 전동기의 속도제어 및 입·출력 전류의 특성이 양호함을 알 수 있다.

Fig. 6.5는 100[rpm]의 속도로 정상운전 중 -100[rpm]으로 반전속도지령을 가했을 경우의 응답을 나타낸다. 저속영역에서 순간적인 역전운전 시에 속도응답의 속응성이 뛰어난 것을 알 수 있다.

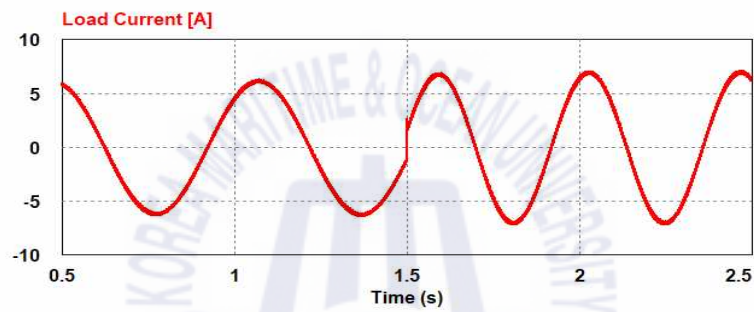
Fig. 6.6은 5[N-m]의 부하가 가해진 상황에서 0[rpm]에서 200[rpm]으로 계단상의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성을 나타낸다. 시뮬레이션 결과를 보면 저속에서의 속도 및 입·출력 전류가 안정적으로 제어됨을 알 수 있다.



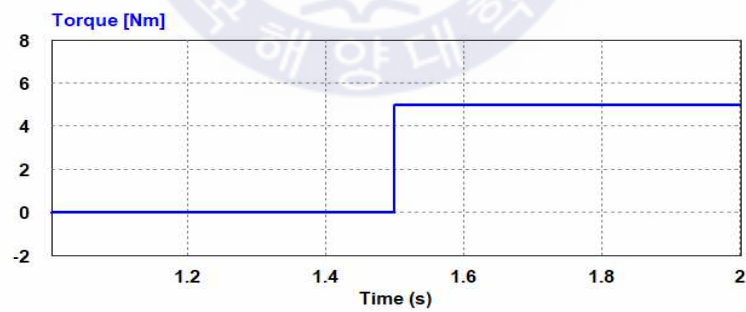
(a) Speed



(b) Input Current



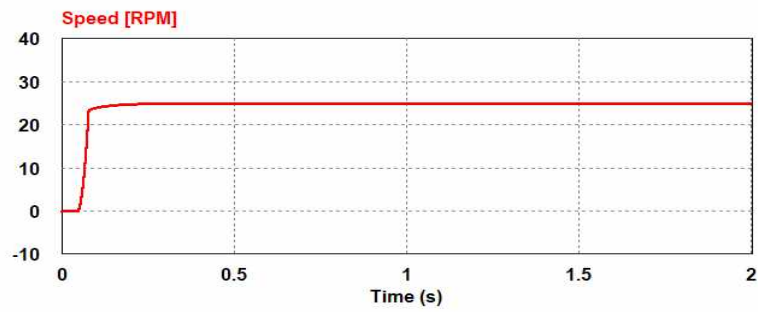
(c) Load Current



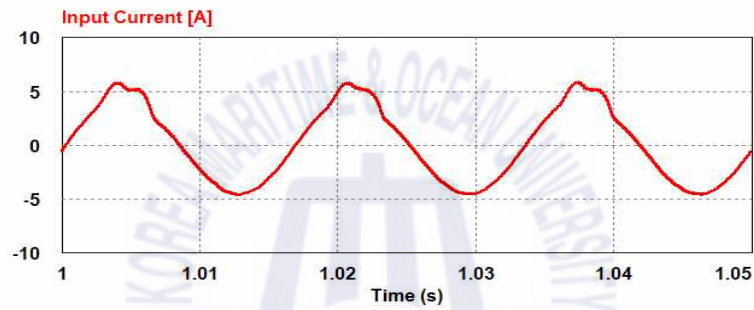
(d) Torque

**Fig. 6.2** Simulation responses for step change of speed setting & load torque. (0→50[rpm], 0→5[N-m])

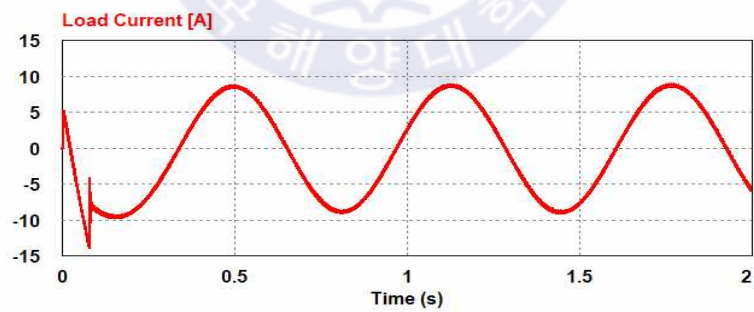




(a) Speed



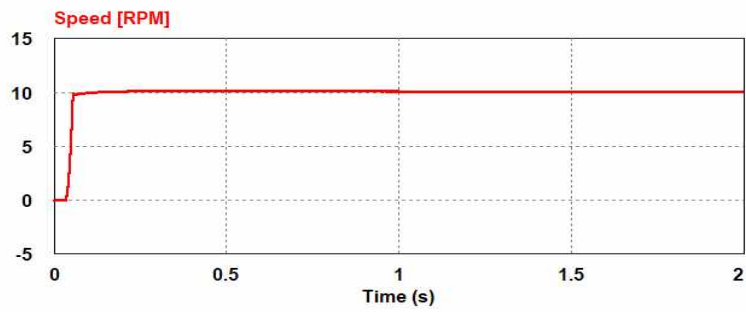
(b) Input Current



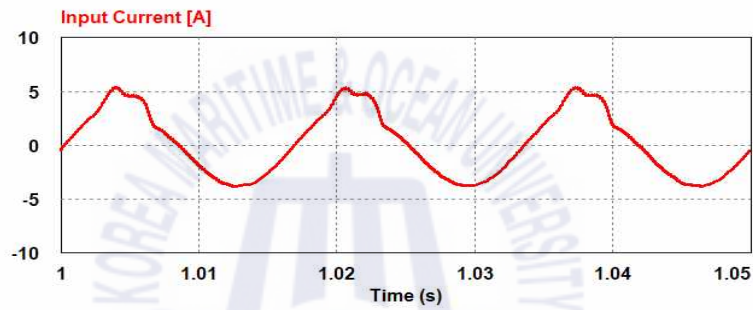
(c) Load Current

Fig. 6.3 Simulation responses for step change of speed setting.

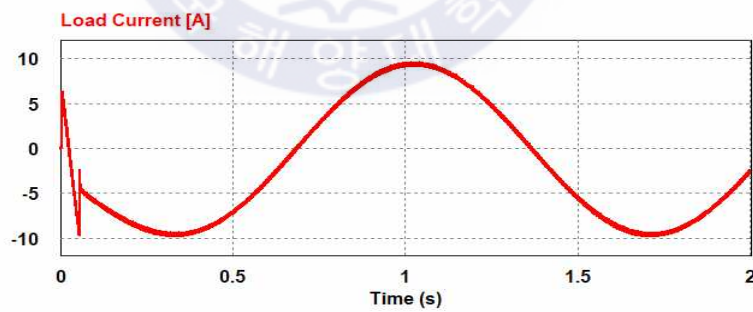
(0→25[rpm], 10[N-m])



(a) Speed



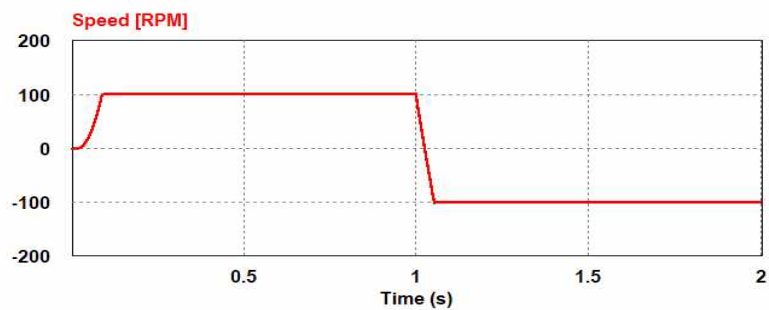
(b) Input Current



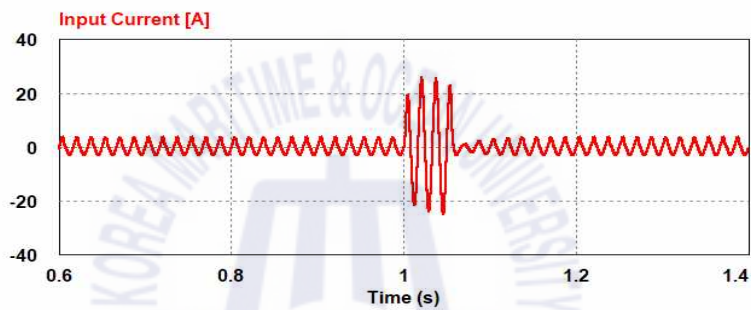
(c) Load Current

Fig. 6.4 Simulation responses for step change of load torque.

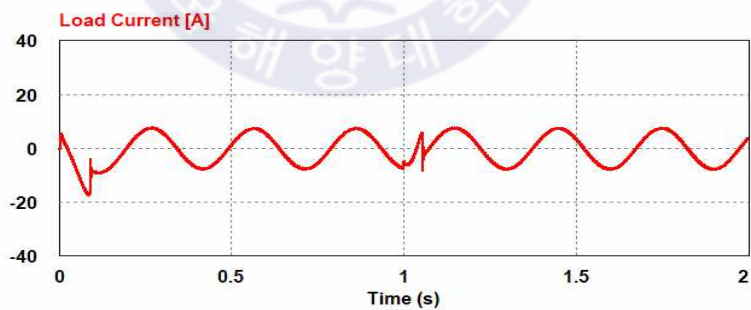
(0→10[rpm], 10[N-m])



(a) Speed



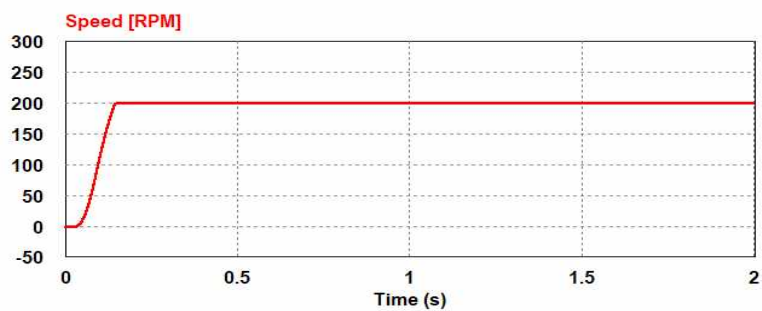
(b) Input Current



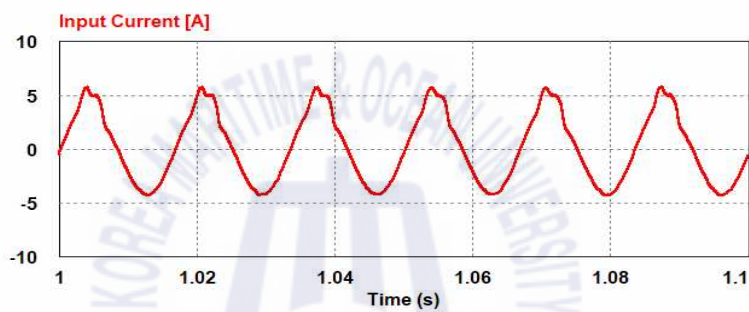
(c) Load Current

Fig. 6.5 Simulation responses for step change of speed setting.

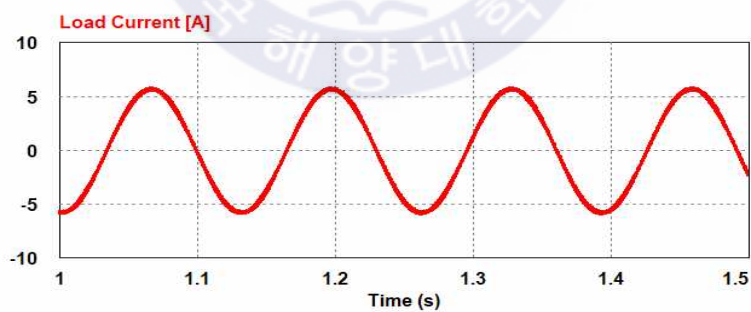
( 100→-100[rpm])



(a) Speed



(b) Input Current



(c) Load Current

Fig. 6.6 Simulation responses for step change of speed setting.

(0→200[rpm], 5[N·m])

## 6.2 제안하는 센서리스 유도전동기 속도제어

Fig. 6.7은 무 부하에서 50[rpm]으로 정상운전 중 시간  $T=1.5[s]$ 에서 5[N·m]의 부하토크를 인가하였을 경우의 응답특성을 나타낸다. (a)는 전동기의 속도 변화로서 부하가 인가된 이후에도 속도제어가 잘 되고 있음을 보여준다. (b)는 입력단의 상전류 파형으로 부하가 인가된 이후 전류의 크기가 조금 커지고 제어가 잘 되고 있음을 보여주고, THD는 3.8[%]로 나타난다. (c)는 유도전동기 부하전류로서 부하가 인가된 이후 전류의 크기가 증가되면서 안정적으로 제어됨을 나타낸다. (d)는 부하토크 인가 전과 후의 토크 변화를 나타낸다. 저속영역에서의 속도제어, 입·출력 전류 및 부하 운전특성이 속도검출기가 설치된 유도전동기와 비슷하게 나타남을 알 수 있다.

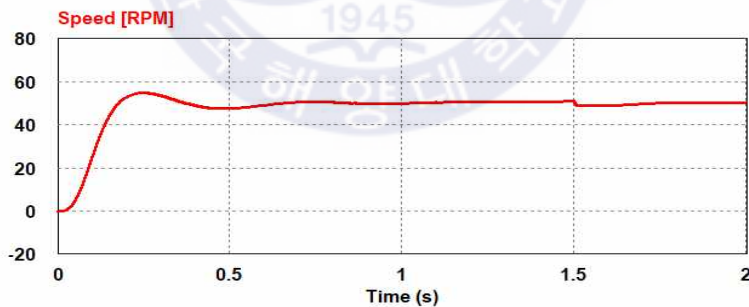
Fig. 6.8은 10[N·m]의 부하가 가해진 상황에서 0[rpm]에서 25[rpm]으로 계단상 속도지령을 가하였을 경우를 나타낸다. (a)는 전동기 속도의 변화를 나타내고, (b)는 입력단의 상전류 파형이다. THD는 3.14[%]가 포함되어 우수한 품질의 전류가 공급됨을 알 수 있다. (c)는 전동기 측 부하전류를 나타내고, 정상상태 하에서 최대 전류가 9.8[A] 전후로 나타나고 있다. 시뮬레이션 결과 극저속영역에서도 속도제어 및 입·출력 전류의 특성이 매우 양호함을 알 수 있다.

Fig. 6.9는 10[N·m]의 부하에서 0[rpm]에서 10[rpm]으로 계단상 속도지령을 가했을 경우 전동기의 특성을 보여준다. (a)는 전동기 속도의 변화를 나타내고, (b)는 입력단의 상전류 파형이다. THD는 3.29[%]가 포함되어 우수한 품질의 전류가 공급됨을 알 수 있다. (d)는 전동기 측 부하전류를 나타내고, 정상상태 하에서 최대 전류가 9.8[A] 전후로 나타나고 있다. 극저속영역에서 전동기의 속도제어 및 입·출력 전류의 특성이 양호함을 알 수 있다.

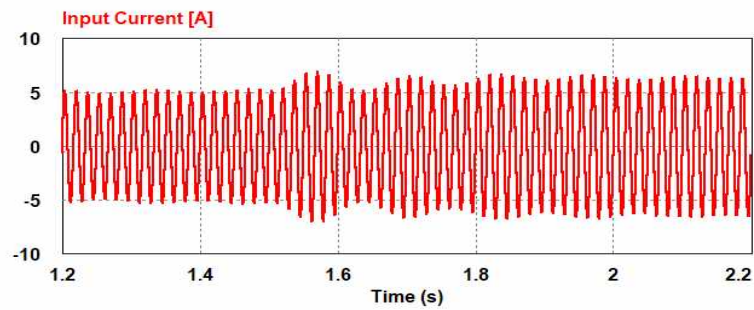
Fig. 6.10은 속도제곱에 비례하는 부하를 인가한 상태에서 100[rpm]의

속도로 정상운전 중  $T=1[s]$ 에서  $-100[rpm]$ 으로 반전속도지령을 가했을 경우의 속도응답특성을 나타낸다. (a)는 속도 그래프로 저속영역에서 순간적인 역전운전 시에도 전동기속도가 속도지령에 따라 안정적으로 제어되고 있음을 알 수 있다. (b)는 입력단의 상전류의 변화로서 반전속도지령을 가한 시간인  $T=1[s]$  이후에도 과도구간을 거친 후 안정적으로 제어됨을 보여준다. (c) 유도전동기의 부하전류를 나타낸 것으로 반전속도지령 후 빠르게 제어되고 있음을 나타낸다.

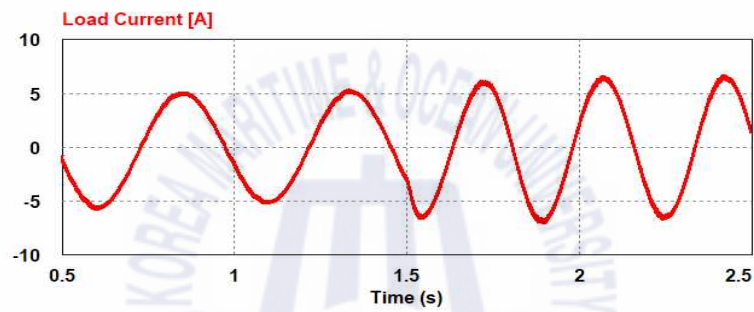
Fig. 6.11은  $5[N\cdot m]$ 의 부하가 가해진 상황에서  $0[rpm]$ 에서  $200[rpm]$ 으로 계단상의 속도지령을 가했을 경우이다. (a)는 전동기 속도의 변화를 나타내고, (b)는 입력단의 상전류 파형이다. THD는  $2.44[\%]$ 가 포함되어 있다. (c)는 전동기 측 부하전류를 나타내고, 정상상태 하에서 최대 전류가  $5.3[A]$  전후로 나타나고 있다. 저속에서의 속도 및 입·출력 전류의 특성이 우수하게 나타남을 알 수 있다.



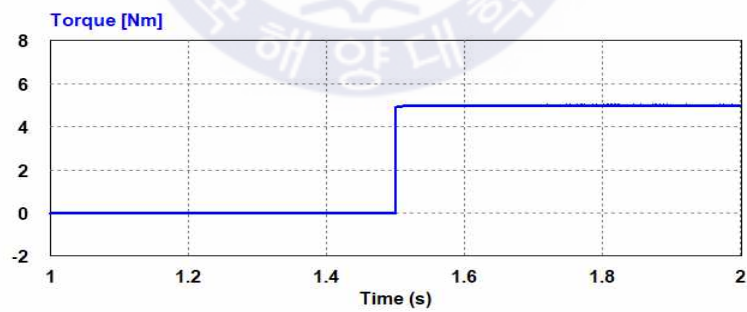
(a) Speed



(b) Input Current



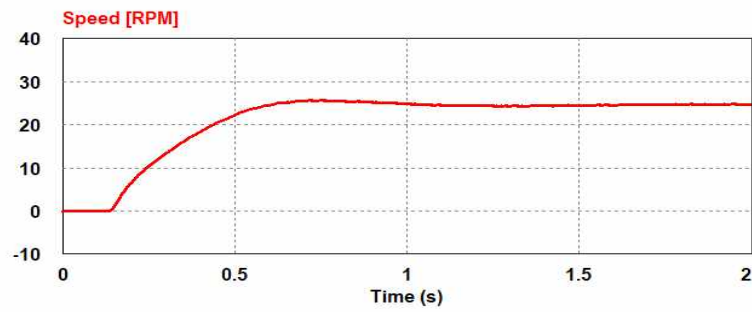
(c) Load Current



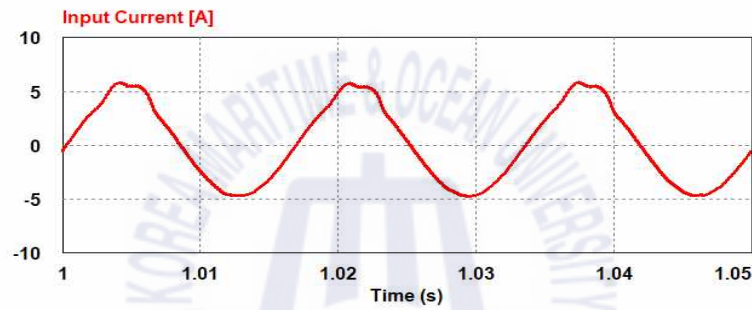
(d) Torque

**Fig. 6.7** Simulation responses for step change of speed setting & load torque. (0→50[rpm], 0→5[N-m])

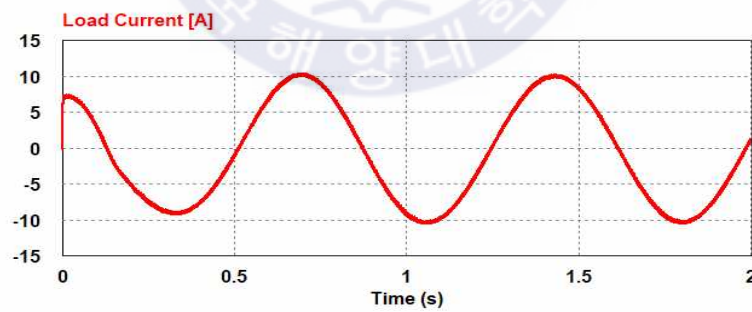




(a) Speed



(b) Input Current

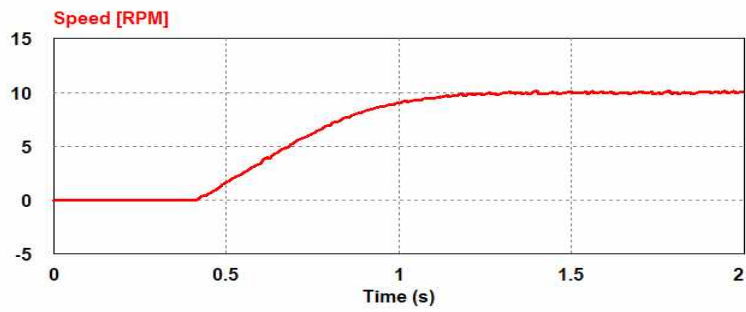


(c) Load Current

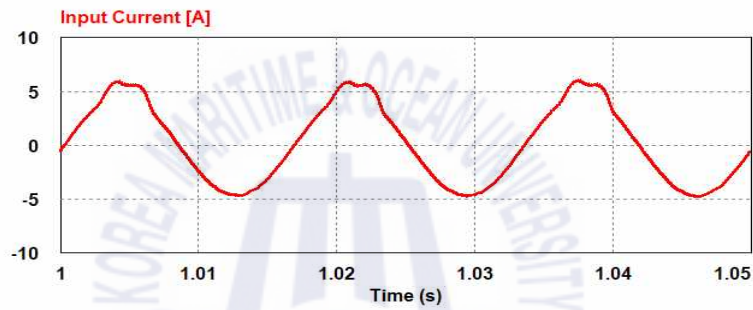
Fig. 6.8 Simulation responses for step change of speed setting.

(0→25[rpm], 10[N-m])

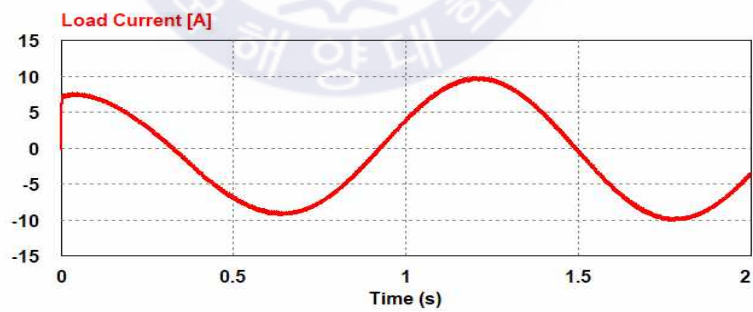




(a) Speed



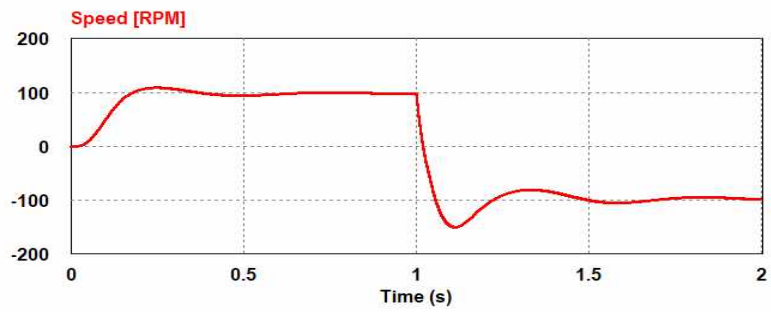
(b) Input Current



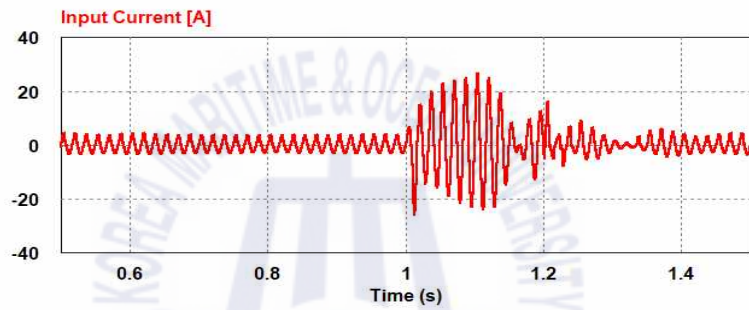
(c) Load Current

Fig. 6.9 Simulation responses for step change of load torque.

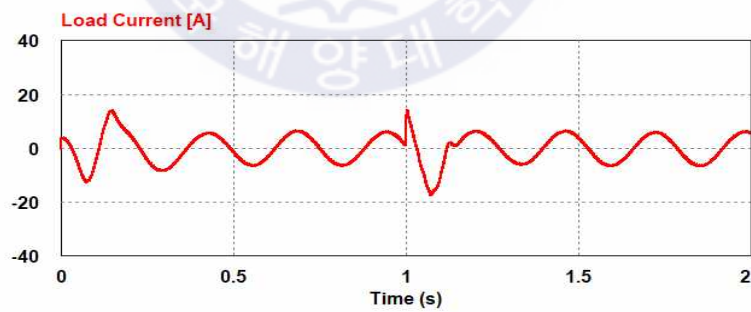
(0→10[rpm], 10[N-m])



(a) Speed

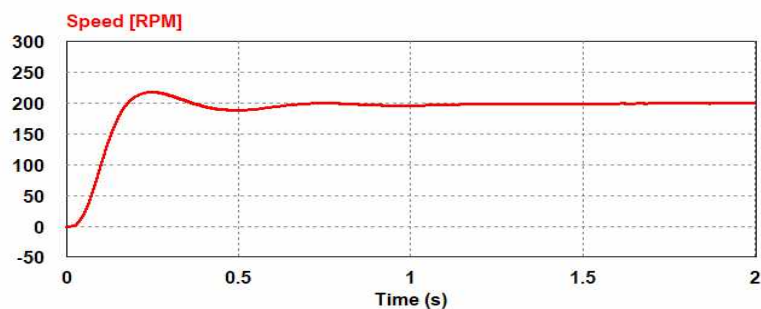


(b) Input Current

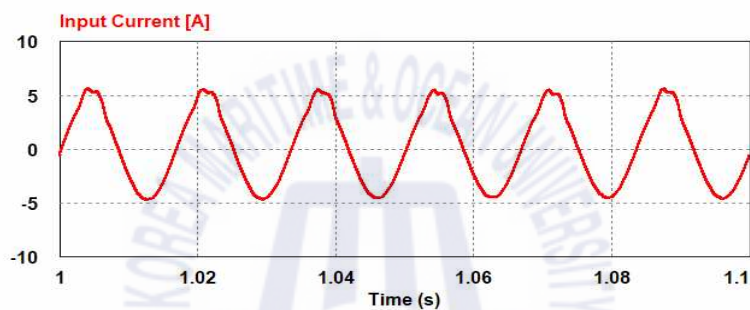


(c) Load Current

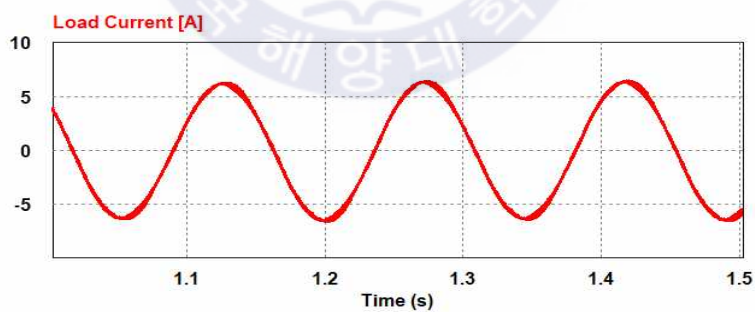
Fig. 6.10 Simulation responses for step change of speed setting.  
(100→-100[rpm])



(a) Speed



(b) Input Current



(c) Load Current

Fig. 6.11 Simulation responses for step change of speed setting.

(0→200[rpm], 5[N-m])

### 6.3 시뮬레이션 결과 검토

변형된 SVPWM 기법이 적용된 AFE 컨버터와 전류오차보상 센서리스 인버터의 타당성을 검증하기 위해 시행한 컴퓨터 시뮬레이션의 결과를 요약하면 다음과 같다.

- (1) 극저속영역에서 저속영역에 이르기까지 우수한 속도 응답특성을 얻을 수 있었다.
- (2) 극저속 및 저속영역에서 부하특성이 우수함을 확인하였다.
- (3) 극저속영역에서 정상운전 중 부하를 인가하였을 시 속도검출기가 부착된 유도전동기와 비슷하게 안정적으로 토크가 제어됨을 알 수 있었다.
- (4) 저속영역에서의 정상운전 중 반전속도지령을 가했을 경우에도 신속한 제어성능을 얻을 수 있음을 확인하였다.

본 논문에서 제안하는 유도전동기 센서리스 제어방식이 극저속 및 저속 영역에서 매우 우수한 성능을 나타내고 있음을 시뮬레이션을 통해 확인하였다.

## 7. 실험장치의 구성과 실험결과

### 7.1 전력변환시스템의 제어회로 구성

변형된 SVPWM을 적용한 AFE 정류기와 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어 시스템을 구현하기 위한 하드웨어의 구성은 TMS320F2811을 사용한 마이크로프로세서부, 입력전압과 전류, DC-Link단의 전압 및 출력전압과 전류를 센싱하기 위한 인터페이스부 그리고 PWM 신호를 인가하기 위한 게이트 드라이버로 크게 3가지로 구성된다.

Fig. 7.1은 전력변환시스템의 전체적인 제어회로이다.

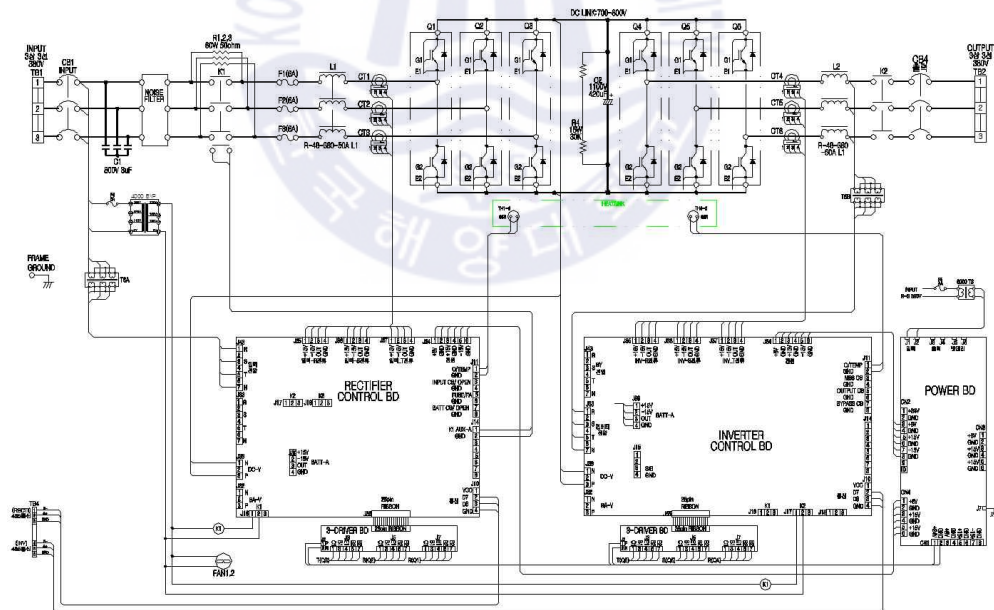


Fig. 7.1 Control diagram for Power conversion system.



### 7.1.2 인터페이스

인터페이스부는 하드웨어를 구성하고 있는 전력변환부, 마이크로프로세서, 컨버터사이에 서로 신호 및 입력, 출력과 관련된 일을 하는 부분을 말한다.

본 실험을 위한 하드웨어 시스템의 인터페이스는 게이트 드라이브, DC-link 전압의 측정을 위한 인터페이스부, 컨버터 입력 전류, 전압 및 인버터 출력전류 및 전압측정을 위한 인터페이스부, 그리고 마지막으로 측정값 및 신호들을 출력해 주는 D/A 변환 인터페이스부 등으로 나눌 수 있다. 관련 장치는 3상 AC/DC 컨버터와 인버터가 동일한 형태를 가진다.

#### (1) DC-link 인터페이스부

SVPWM 제어를 위해서는 DC-link단의 직류 전압의 크기를 알아야한다. 하지만 DC-link부는 200V이상의 고전압이 가해지므로, 정확하면서도 안전한 측정이 필요하다.

본 실험에서는 위와 같은 문제를 해결하기 위해서 저항 분배기를 사용한 차동증폭기 회로를 이용하여 전압을 측정하였다. DC-link의 상단과 하단의 커패시터가 직렬로 연결되어 있으므로, 각 단의 커패시터 전압을 2개의 차동증폭기를 통해 측정하여 사용되는 저항분배기의 저항 정격을 낮추는 효과를 얻었다.

#### (2) 입력전류 측정을 위한 인터페이스부

3상 AC/DC컨버터 제어를 위해서는 컨버터의 입력 전류를 알아야 한다. 본 실험에서는 제어를 위한 전류값을 측정하기 위해 각상에 전류센서를 사용하여 전류를 측정하였다. 사용된 전류 센서의 출력은 전류이므로 이를 DSP에 입력시키기 위해서는 전압정보로 바꾸어야 한다.

또한 교류는 (+)와 (-)가 교번하기 때문에 입력이 없을 경우 1.5V의 오프셋 전압을 DSP에 입력하고 이를 영점으로 처리하여야 한다. 이를 위해 3.3V의 전압을 저항 분배한 전압과 전류 센서의 출력전압과 합한 전압이



DSP에 입력되도록 인터페이스 부를 구성하였다.

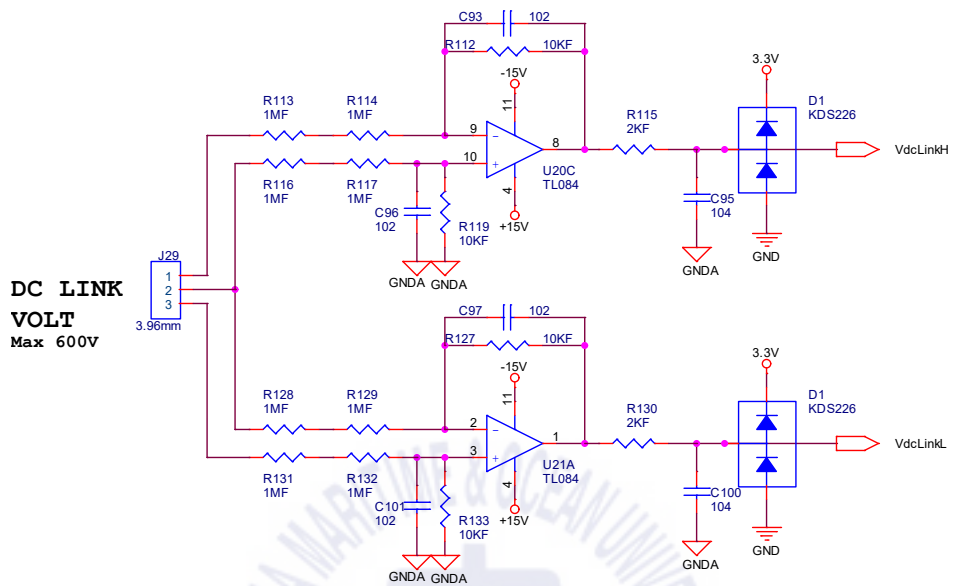


Fig. 7.3 Interface part of DC-Link.

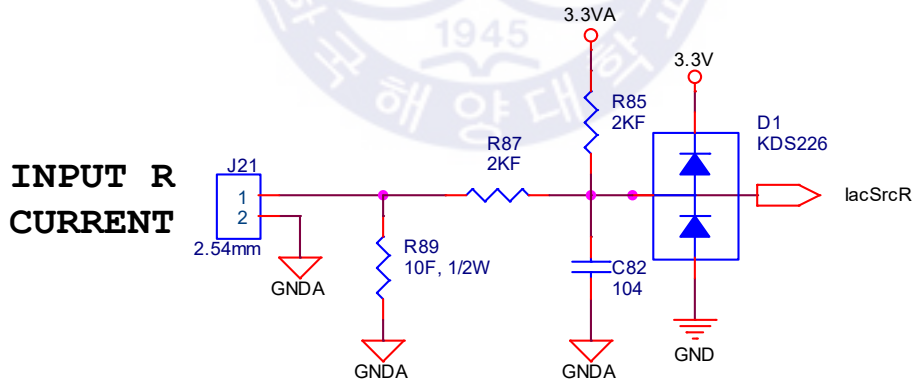


Fig. 7.4 Interface part for measurement of Input current.



### (3) 입력전압 측정을 위한 인터페이스부

3상 AC/DC 컨버터 제어에 필요한 입력 전압 측정은 저항 분배기를 사용한 차동 증폭회로와 교류 전압 측정을 위한 옵셋 전압 입력부를 합쳐 구성하였다. 이를 통해 고전압인 3상 계통 전압을 안정적으로 측정할 수 있고, 교류 성분의 계통 전압을 DSP의 A/D 전압 레벨에 동일하게 입력시킬 수 있다.

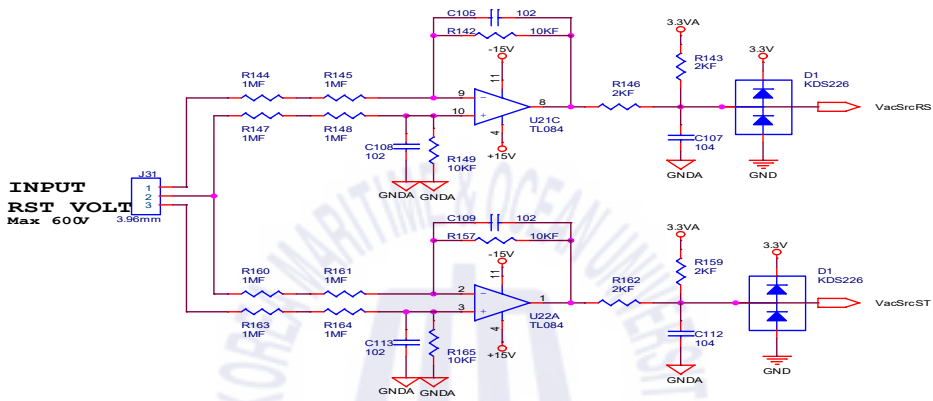


Fig. 7.5 Interface part for measurement of Input voltage.

### (4) D/A 변환을 위한 인터페이스부

입력 데이터 및 연산된 제어 신호들을 출력으로 보기 위해서는 D/A변환이 필수적이다. 본 논문에서는 D/A 변환을 위해서 D/A 컨버터 소자를 사용하여 디지털 데이터 신호들을 아날로그 신호로 바꾸어 외부로 출력하도록 하였다. Fig. 7.6는 D/A 컨버터를 사용한 D/A 변환 인터페이스부의 회로도이다.

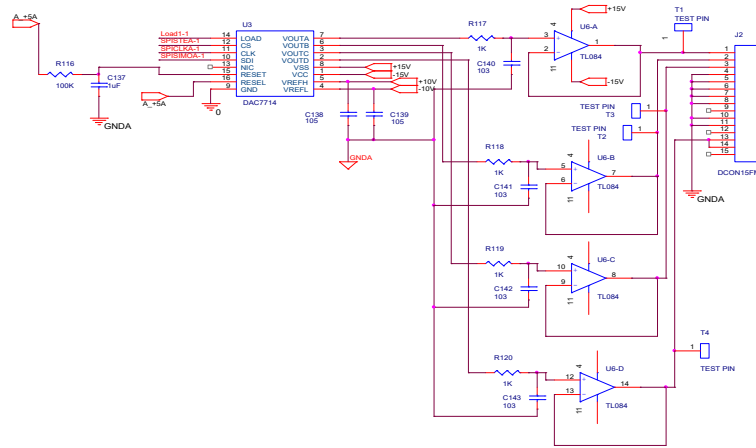


Fig. 7.6 Interface part for D/A conversion.

### 7.1.3 게이트 드라이브

Fig. 7.7과 Fig. 7.8은 전원분배회로와 게이트 드라이브 회로도를 나타낸다. 본 실험에서 사용한 게이트 드라이브 소자는 HCPL-316J로써 DSP로부터 스위칭을 위한 게이트 신호를 받게 되는데 DSP에서 출력되는 신호는 3.3V이고, IGBT에서 입력받아야 하는 게이트 신호는 15V와 -7.5V이다.

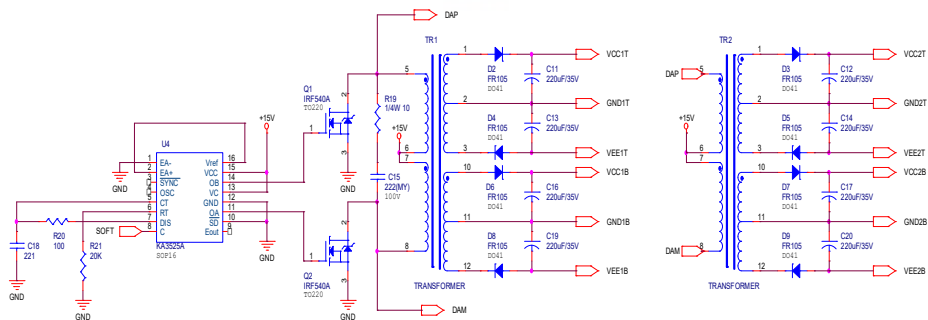
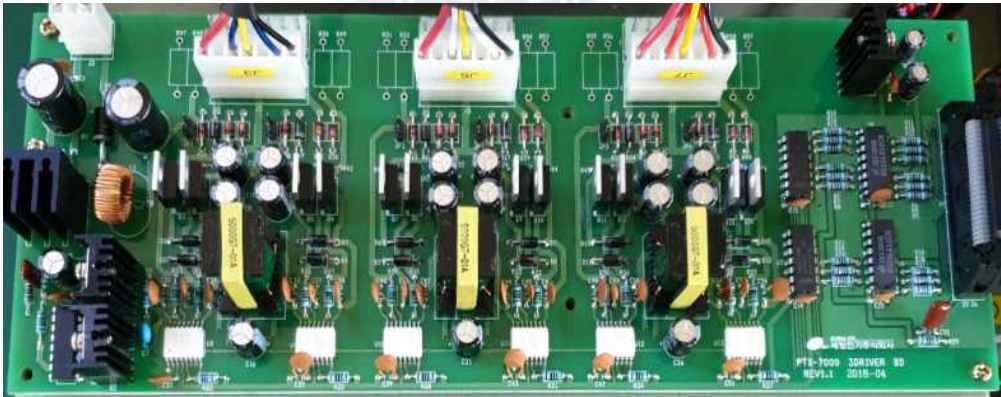


Fig. 7.7 Configuration of power distribution circuit for gate drive using transformer.

g. 7.8 Configuration of gate drive circuit.



Collection @ kmou

#### 7.1.4 부하 인가 장치

Table 7.1은 본 실험에서 사용한 부하 인가장치인 Dynamometer 사양을 나타내고 있다.

Table 7.1 Specification of Dynamometer

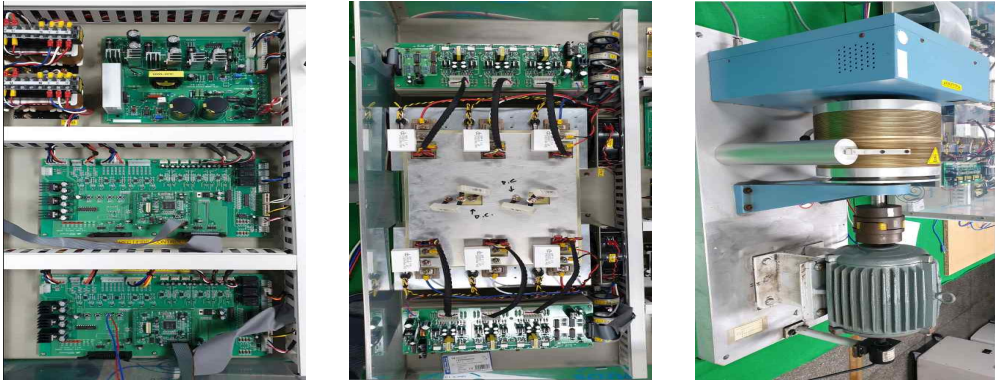
Maker	MAGTROL
Model	HD-805-7NA
Brake	Hysteresis Brake
Torque Range[kg <sub>f</sub> ·cm]	240 [kg <sub>f</sub> ·cm]
Maximum Speed[rpm]	6,000 [rpm]
Maximum Input Power[Watts]	3,600 [Watts] continuous duty
	6,000 [Watts] < 5 minutes

#### 7.2 실험결과 및 검토

본 논문에서 제안한 전력변환시스템을 검증하기 위하여 실험을 시행하였다. 다음은 실험에 사용한 실험 장치를 사진으로 보인 것이다.

Fig. 7.10(a)는 제어부로서 DSP Board와 Power board를 나타내며, Fig. 7.10(b)는 전력변환부로서 정류장치, 3상 인버터, 게이트 구동회로 등으로 구성되어 있다. Fig. 7.10(c)는 본 실험에서 사용한 2.2[kW] 유도전동기와 부하실험을 위한 부하인가장치(Dynamometer)를 보여준다.

실험의 순서는 컴퓨터 시뮬레이션과 동일하게 극저속영역 및 저속영역에서 지령속도 추종성능을 알아보고 그 다음으로 부하특성을 확인한다. 그리고 저속 영역에서 역전시험을 통해 속도응답의 특성을 알아본다.



(a) Microprocessor (b) Power conversion part (c) IM and Dynamometer

**Fig. 7.10** Configuration of the experiment

Fig. 7.11는 50[rpm]으로 구동 중 5[N-m]의 계단부하를 인가하였을 경우의 응답을 나타내는데, 저속에서의 속도응답특성, 입력전류와 부하전류를 나타낸다. 부하의 인가에 따라 안정적으로 제어됨을 알 수 있다.

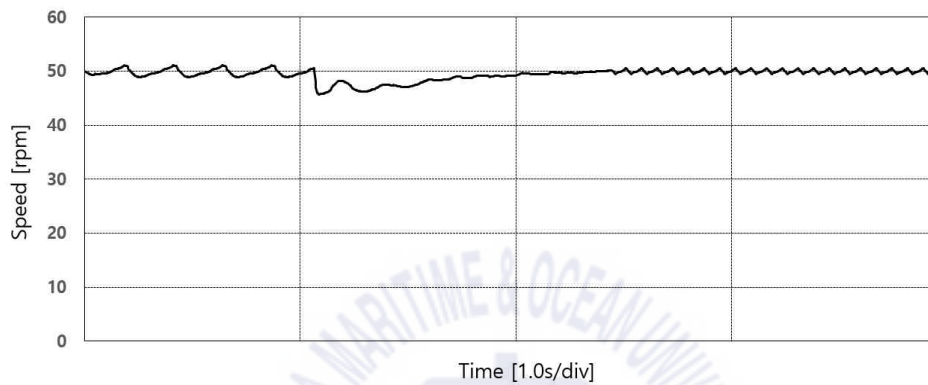
Fig. 7.12는 0[rpm]에서 25[rpm] 으로 계단상의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성, 입력전류와 부하전류를 나타낸다. 실험결과에서 볼 수 있듯이 극저속영역에서도 속도 및 각 전류의 제어가 양호함을 알 수 있다.

Fig. 7.13는 0[rpm]에서 10[rpm] 으로 계단상의 속도지령을 가했을 경우 전동기의 속도응답 특성 및 전류를 나타낸다. 극저속영역에서도 전동기의 속도가 안정적으로 제어되고 있음을 알 수 있다.

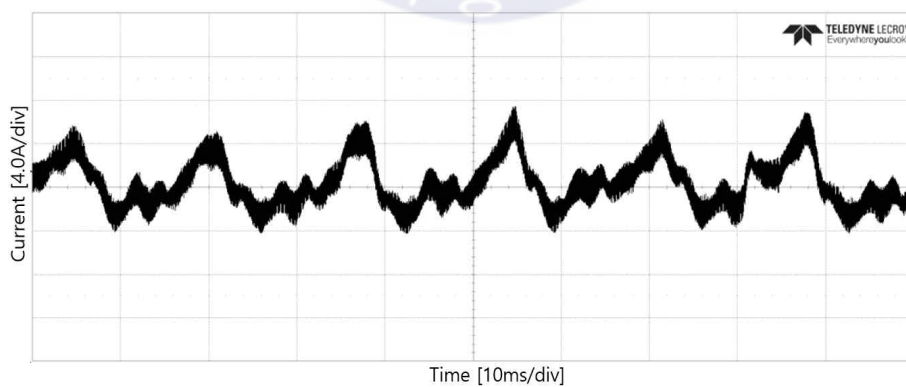
Fig. 7.14은 100[rpm]에서 정상운전 중 -100[rpm]의 계단속도지령을 주었을 때의 응답특성을 나타낸다. 실험결과에서 볼 수 있듯이 저속영역에서의 지령속도변화에도 속도, 입력전류와 부하전류가 안정적으로 제어 가능함을 보여준다.

Fig. 7.15는 0[rpm]에서 200[rpm] 으로 계단상의 속도지령을 인가하였을

때의 속도, 입력전류와 부하전류 응답특성을 나타낸다. 저속에서도 속도 특성이 양호함을 알 수 있다.

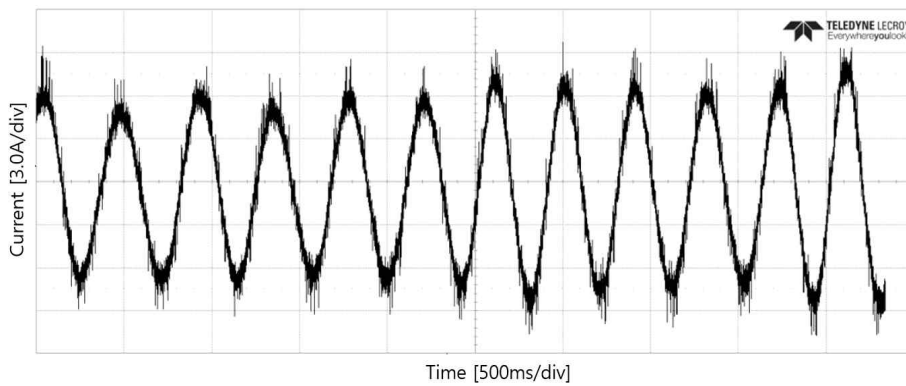


(a) Speed



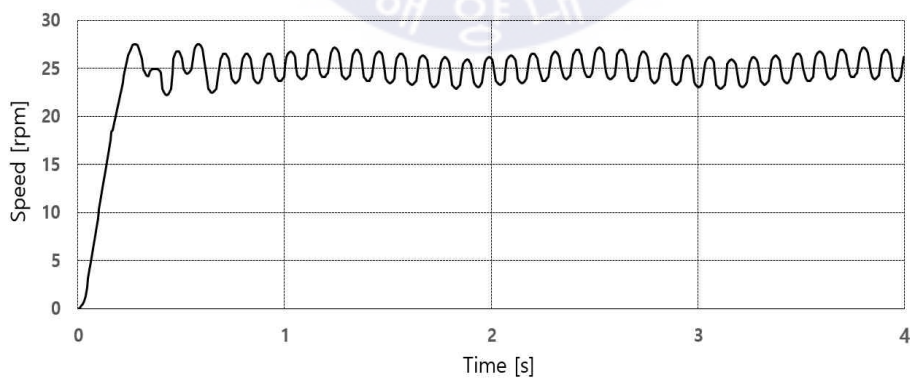
(b) Input Current



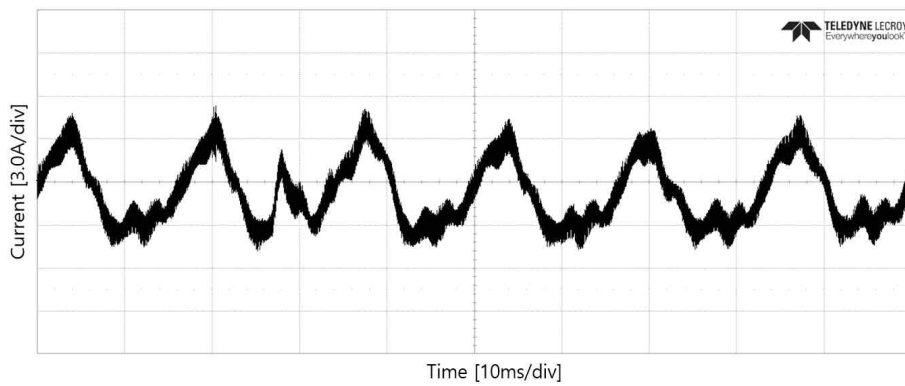


(c) Load Current

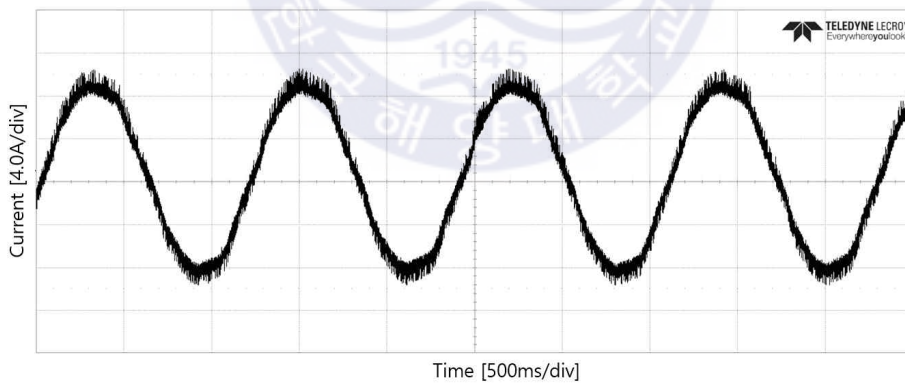
**Fig. 7.11** Experimental responses for step change of speed setting & load torque. (0→50[rpm], 0→5[N·m])



(a) Speed



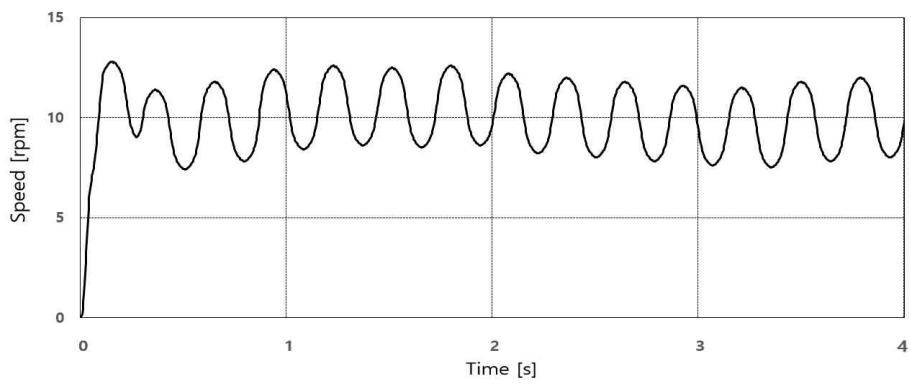
(b) Input Current



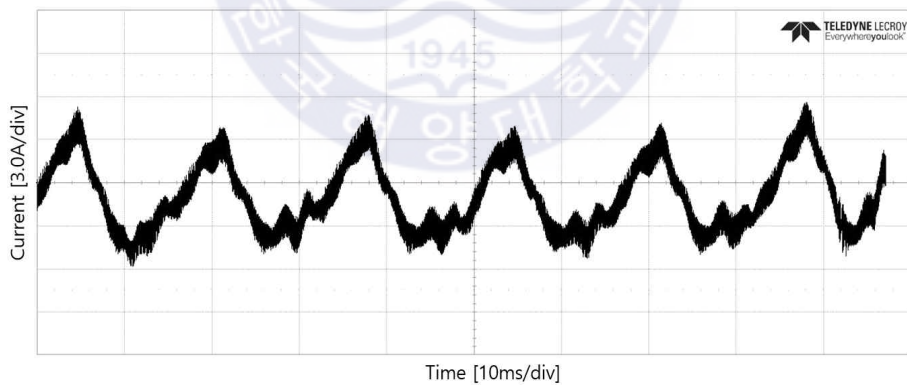
(c) Load Current

**Fig. 7.12** Experimental responses for step change of speed setting.  
(0→25[rpm], 10[N-m])

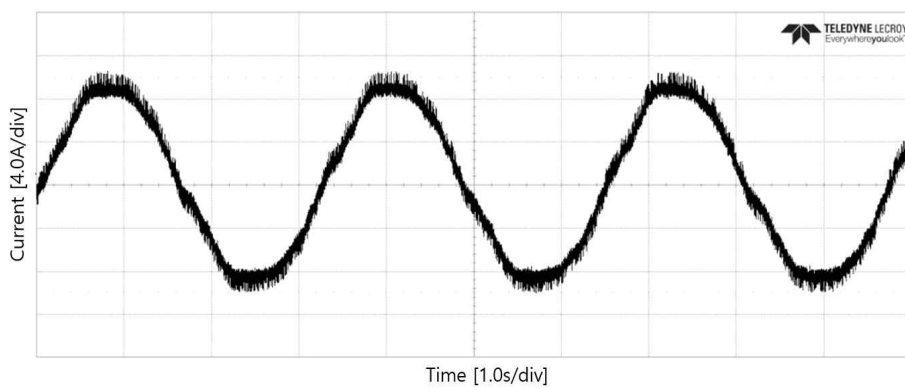




(a) Speed

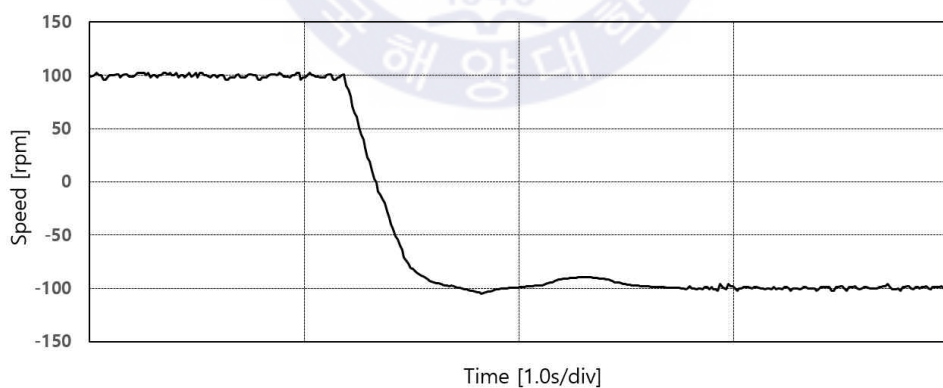


(b) Input Current

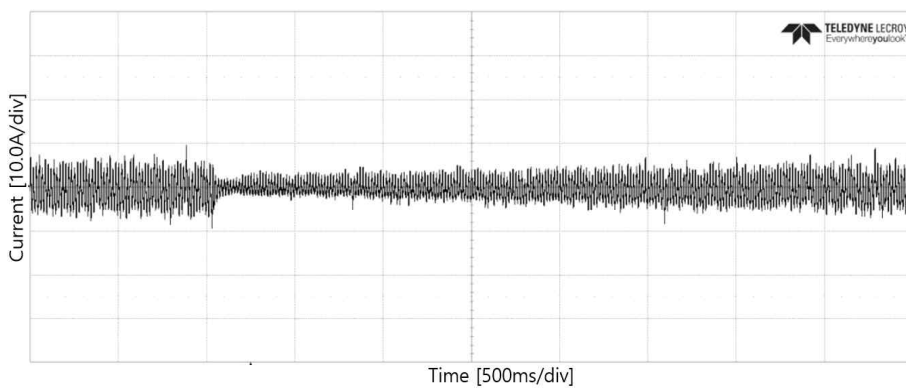


(c) Load Current

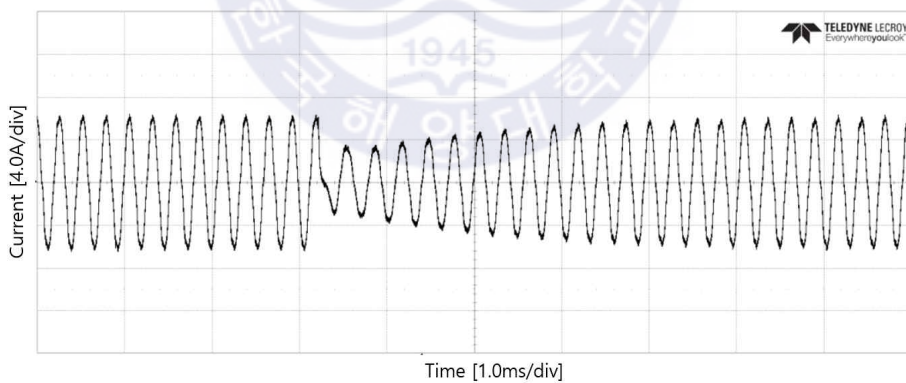
**Fig. 7.13** Experimental responses for step change of speed setting.  
(0→10[rpm], 10[N-m])



(a) Speed

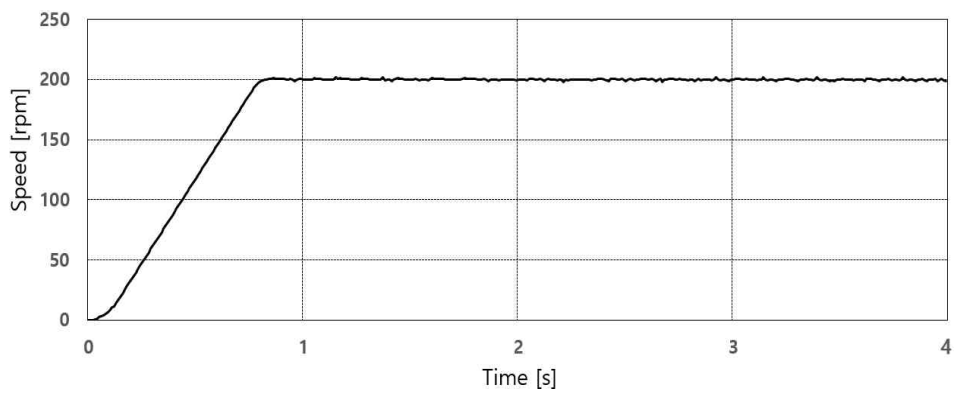


(b) Input Current

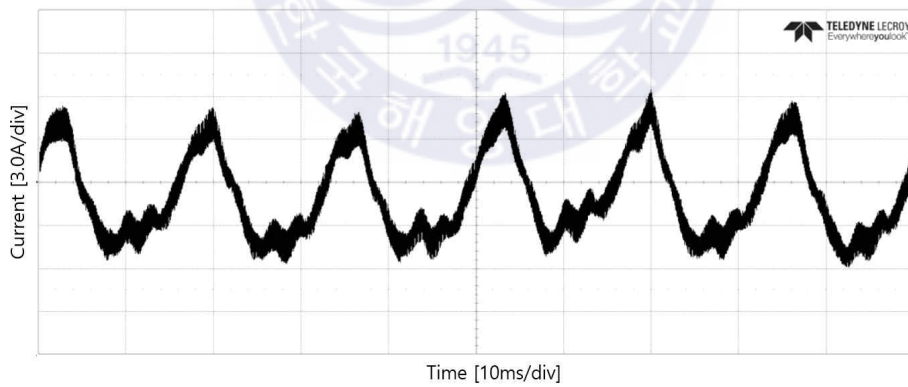


(c) Load Current

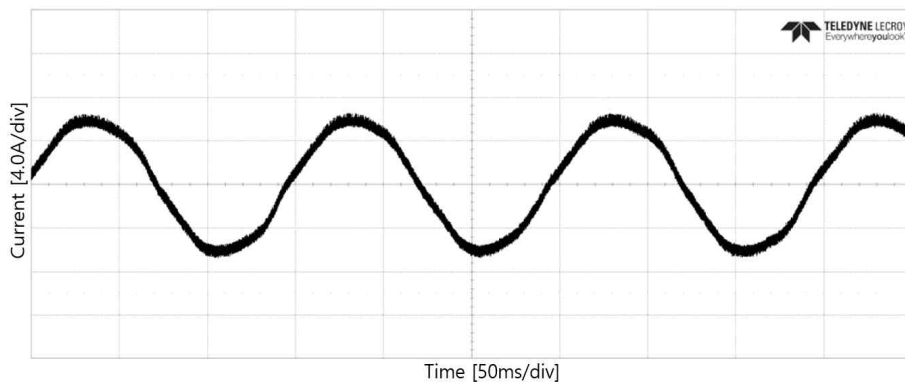
**Fig. 7.14** Experimental responses for step change of speed setting.  
( 100→-100[rpm])



(a) Speed

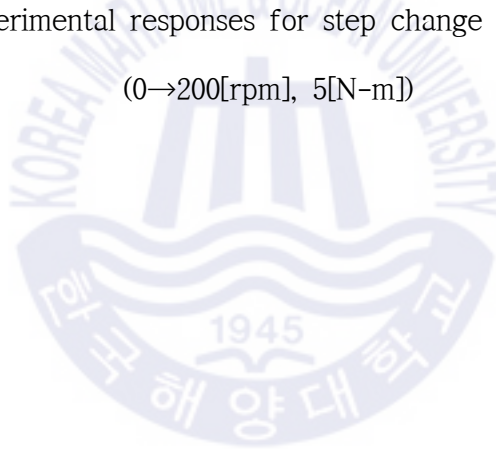


(b) Input Current



(c) Load Current

**Fig. 7.15** Experimental responses for step change of speed setting.  
(0→200[rpm], 5[N-m])



## 8. 결 론

선박에서 추진장치 등으로 많이 사용되는 유도전동기의 속도를 검출하기 위해서는 회전자에 엔코더 등의 속도 검출기가 주로 사용되어 왔지만, 설치환경, 신뢰성, 가격 등의 제약으로 인하여 속도검출기 없는 센서리스 속도제어 방식이 폭 넓게 연구되고 있다. 또한, 대부분의 센서리스 벡터 제어는 고속영역에서 비교적 양호한 제어 결과를 얻을 수 있지만 저속영역에서는 제어특성이 저하되고 극저속영역에서는 제어가 불가하였다.

본 논문에서는 AFE 정류기와 전류오차보상에 의한 방식의 센서리스 속도제어법에 변형된 공간벡터변조법을 이용한 간접벡터제어를 결합하여 새로운 제어시스템을 제안하였다. 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어법은 유도전동기와 수식모델의 고정자 전류차이가 감소되는 방향으로 고정자 전압을 인가함으로써 유도전동기의 속도가 설정치인 모델의 속도를 추종하도록 하는 방식으로 직접 속도를 제어하지 않고 간접적으로 유도전동기의 속도를 제어하는 방법이다.

본 논문에서는 히스테리시스 제어와 삼각파 비교 변조 방식에 비하여 전류와 토크에 포함된 고조파가 적고 기존의 공간벡터변조방식보다 스위칭 주기가 1/2로 감소하여 스위칭 손실이 감소되며, 계산시간을 크게 줄일 수 있어 연산 구조가 매우 간단하기 때문에 저가의 제어기에서도 손쉽게 구현이 가능한 개선된 공간벡터변조법을 적용하였다. 또한, 기존의 센서리스 속도제어 알고리즘의 문제점인 극저속에서부터 저속영역에 이르기까지의 동특성 개선과 파라메타 변동에 대해서도 강인성을 가지는 실용성에 초점을 맞추어 연구를 수행하였다.

본 논문에서 제안된 알고리즘과 시스템의 적용 가능성을 확인하기 위해

서 AFE 정류장치와 2.2[kW] 유도전동기를 사용하여 전류오차보상에 의한 센서리스 속도제어방식에 개선된 SVPWM을 적용한 간접벡터제어의 응답 특성을 컴퓨터 시뮬레이션과 실험을 통하여 분석한 결과, 극저속영역과 저속영역에서의 유도전동기 속도응답 및 부하특성이 우수하고 입력전류와 부하전류가 안정적으로 제어됨을 확인하였다.

본 논문의 연구결과를 요약하면 다음과 같다.

- 1) AFE 정류기와 전류오차보상방식을 이용한 센서리스 속도제어법에 변형된 공간벡터변조방식에 의한 전류제어와 간접벡터제어 알고리즘을 결합한 새로운 제어시스템을 제안하였다.
- 2) 저속영역에서 운전상황의 변화에 따른 속도추종성이 우수함을 확인하였고, 극저속영역에서도 속도지령에 대한 추종성이 비교적 양호함을 알 수 있었다.
- 3) 저속영역에서 부하 인가 시 부하특성이 우수함을 알 수 있었다.
- 4) 저속영역에서 정상운전 중 반전속도지령을 가했을 경우, 응답특성이 뛰어난을 확인하였다.

본 논문에서 제안한 개선된 전력변환시스템을 실제 산업분야에 응용하면 서브시스템 및 저가격화가 가능해지며, 또한 중소형 선박인 연안 여객선, LPG운반선, 연안어선 및 해양플랜트산업에서 사용하는 특수 목적선 등 전기추진방식을 사용하는 분야에서 비상운전방법으로 적용가능 하리라

기대된다.

향후, 보다 신속한 전류제어방식을 적용하고, 스위칭 손실을 줄일 수 있다면, 본 논문에서 제시한 전력변환시스템은 현재보다 더 우수한 제어특성을 보일 것으로 사료되며 이를 향후 과제로 삼고자 한다.





## 참고문헌

- [1] 김상훈, 2016, 모터제어-DC,AC,BLDC, 북두출판사.
- [2] Alan, J. Watson., Patrick, W. Wheeler. & Jon, C. Clare. 2007. A Complete Harmonic Elimination Approach to DC Link Voltage Balancing for a Cascaded Multilevel Rectifier. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, 54(6), pp. 2946-2953.
- [3] Jones, V. and B. Bose, 1976. A frequency step-up cycloconverter using power transistors in inverse-series mode. Int. J. Electron., vol. 41, no. 6, pp. 573-587.
- [4] Li, Y. W., Pande. M., Zargri. N, & Bin, W., 2010. An input Power factor control strategy for high-power current-source induction motor drive with active front-end. IEEE TRANSACTION POWER ELECTRON, 25(2), pp. 352-359
- [5] Haresh, P. & Ankit, S., 2016. A novel control method for UPS battery charging using Active front End(AFE) PWM rectifier. IEEE power electronics, Drives and Energy System, Trivandrum, India, December 14-17, pp. 978-980.
- [6] Sulligoi, G., Castellan, S., Aizza, M., Bosich, D, Piva, L., Lipardi, G., 2012. Active front-end for shaft power generation and voltage control in FREMM frigates integrated power system: Modeling and validation. Power Electronics, Electrical Drives, Automation and Motion(SPEEDAM), 2012 International Symposium on, pp. 452-457, 20-22.
- [7] Kim, S. Y., Cho, B. G. & Sul, S. k.,2013. Consideration of active - front-end rectifier for electric propulsion navy ship. IEEE Energy

Conversion Congress and Exposition, Denver, CO, September 15-19, pp. 13-19.

- [8] H. M. jeon, 2017. A Study on the Performance Improvement for AFE Rectifier. Department of Marine Engineering, Graduate School of Korea Maritime and Ocean University.
- [9] R. Garg, P. Mahajan, N. Gupta and H. Saroa, 2014 “A comparative study between field oriented control and direct torque control of AC traction motor” IEEE ICRAIE. Jaipur, India.
- [10] X. Xu, R. D. Doncker and D. W. Novotny, 1988 “A Stator Flux-Oriented Induction Machine Drive,” IEEE Power Electron. Specialists Conf. pp. 870-876.
- [11] A. Gastli, M. Tomita, T. Takeshita and N. Matsui, 1993 “Improvement of a Stator Flux-Oriented Speed Sensorless Control of an Induction Motor,” IEEE PCC, pp. 415-420.
- [12] G. Wang, Y. Yu, R. Yang, W. Chen and D. Xu, 2008 “A Robust Speed Controller for Speed Sensorless Field-Oriented Controlled Induction Motor Drives “ IEEE VPPC. September 3-5, Aabin.
- [13] T. Ohtani, N. Takeda and K. Tanaka, 1992 “Vector Control of Induction Motor without Shaft Encoder,” IEEE Trans. Indus. Appli., Vol. 28, No. 1, pp. 157-164.
- [14] Peter Vas, 1990 “Vector Control of AC Machines.” from Clarendon press. Oxford.
- [15] Y. S. Lai, 1999 “Modeling and vector control of induction machines - A new unified approach.” in Proc. of the IEEE Power Engineering Society Winter Meeting, pp.47-52.

- [16] H. Tajima, Y. Matsumoto, H. Umida and M. Kawano, 1995 "Speed Sensorless Vector Control Method for an Industrial Drive System", Proc. Intl. Power Electron. Conf., pp. 1034-1039.
- [17] B. K. Bose and M. G. Simoes, 1995 "Speed Sensorless Hybrid Vector Controlled Induction Motor Drive", IEEE IAS Ann. Mtg., pp. 137-143.
- [18] H. Tajima and Y. Hori, 1993 "Speed Sensorless Field-Orientation Control of the Induction Machine", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. 29, No. 1, pp. 175-180.
- [19] F. Z. Peng and T. Fukao, 1994 "Robust Speed Identification for Speed- Sensorless Vector Control of Induction Motors", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. 30, No. 5, pp. 1234-1240.
- [20] M.-H. Shin, D.-S. Hyun, S.-B. Cho, and S.-Y. Choe, 2000 "An improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors", IEEE Trans. on Power Electron., Vol. 15, no.2, pp. 312-318, March.
- [21] J. Maes and J. A. Melkebeek, 2000 "Speed-Sensorless Direct Torque Control of Induction Motors Using an Adaptive Flux Observer", IEEE Trans. Indus. Appl., Vol. 36 no. 3, pp. 778-785.
- [22] K. S. Narendra and K. Parthasarathy, 1990 "Identification and Control of Dynamical Systems Using Neural Networks", IEEE Trans. on Neural Networks., vol. 1, No.1, pp.4 ~ 27.
- [23] F. C. Chen and H. K. Khalil, 1995 "Adaptive Control of a Class of Nonlinear Discrete-Time Systems Using Neural Networks", IEEE Trans. on Auto. Con. vol. 1, No. 5, pp. 791 ~ 801.
- [24] M. M. Gupta and N. K. Sinha, 1996 "Intelligent Control Systems",

IEEE Press.

- [25] M. G. Simoes and B. K. Bose, 1995 “Neural Network Based Estimation of Feedback Signals for a Vector Controlled Induction Motor Drive“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 31, No. 3, pp.620 ~ 629.
- [26] M. T. Wishart and R. G. Harley, 1995 “Identification and Control of Induction Machines Using Artificial Neural Networks“, IEEE Trans. on Ind. Appl., vol. 31, No. 3, pp.612 ~ 619.
- [27] L. B. Brahim and R. Kurosawa, 1993 “Identification of Induction Motor Speed using Neural Networks,“ IEEE PCC-yokohama, pp. 689-694.
- [28] M. Wlas, Z. krzeminski, J. guzinski and H. Abu-Rub, 2005 “Artificial-Neural-Network-Based Sensorless Nonlinear Control of Induction Motors “ IEEE Trans. vol. 20, nol.3, pp. 520-528
- [29] G. Henneberger, B. J Brunsbach and Th. Klepsch, 1991 “Field-Oriented Control of Synchronous and Asynchronous Drives without Mechanical Sensors using a Kalman Filter“, EPE Firenze, Vol. 3, pp. 3.664-3.671.
- [30] H. W. Kim and S. K. Sul, 1996 “A New Motor Speed Estimator using Kalman Filter in Low-Speed Range“, IEEE Trans. Indus. Electron., Vol. 43, No. 4, pp. 498-504.
- [31] J.H. Kim, S.S. Lee, R. Y. Kim and D.S. Hyun, 2012 “A sensorless control using extended Kalman filter for an IPM synchronous motor based on an extended rotor flux,” in Proc. 38th Annu. Conf. IEEE. Ind., pp.1631-1636.
- [32] Nilu Mary Tomy, Jebin Francis, 2015 “Modelling and simulation of a

- hybrid stepper motor in microstepping mode,” in International Journal of Advanced Technology in Engineering and Science, vol. 3, pp.31-35.
- [33] K. D. Hurst, T. G. Habetler, G. Griva and F. Profumo, 1994 “Speed Sensorless Field-Oriented Control of Induction Machines using Current Harmonics Spectral Estimation“, IEEE Ann. Mtg., pp. 601-607.
- [34] L. Kreindler, J. C. Moreira, A. Testa and T. A. Lipo, 1994 “Direct Field- Orientation Controller using the Stator Phase Voltage Third Harmonic“, IEEE Trans. Indus. Appli., Vol. 30, No. 2, pp. 441-447.
- [35] K. D. Hurst and T. G. Habetler, 1996 “Sensorless Speed Measurement Using Current Harmonic Spectral Estimation in Induction Machine Drives“, IEEE Trans. Power Electron., Vol. 11, No. 1, pp. 66-73.
- [36] A. Bettini, L. Ferraris, G. Griva and F. Profumo, 1994 “Comparison of Different Schemes without Shaft Sensors for Field-Oriented Control Drives“, IEEE IECON, pp. 1579-1588.
- [37] J. -S. R. Jang, C. -T. Sun, E. Mizutani, 1997 “Neuro-Fuzzy and Soft Computing“, Prentice Hall.
- [38] G. Paolo, Y-T. Arzhang, I. Gianluca and P. Gianmario, 2017 “Sensorless Direct Torque Control for PM-Assisted Synchronous Motors With Injection High-Frequency Signal Into Stator Flux Reference Frame “SLED, Catani, pp.139-143.
- [39] 이동춘, 1993 “다변수 상태제환을 이용한 유도전동기 구동시스템의 전류제, “서울대학교 대학원 전기공학과.
- [40] D. K. Kim, 2009. A Study on the sensorless Speed Control of Induction Motor by The Improved Direct Torque Control Technique.

Department of Marine Engineering, Graduate School of Korea Maritime and Ocean University.

- [41] K. K. Yoon, 2010. A Study on the Sensorless Speed Control of Induction Motor using Current Error Compensation and Direct Torque Control. Department of Marine Engineering, Graduate School of Korea Maritime and Ocean University.
- [42] Y. Yu, S. Huang and B.Wang, 2018, “Speed-Sensorless Vector Control with Single Phase Current Sensor for Induction Motor Drives Using Current Compensation Method” , ICEMS, Jeju, pp. 1590-1594.
- [43] T. kikuchi, Y. Noto, H. Mine and Y. Matsumoto, 2012, “Current Compensation method for Sensorless Controlled Induction Motors operated in Low switching frequency” , ICEMS, Sapporo.
- [44] 김준석, 설승기, 1995 “공간 전압 벡터 PWM의 새로운 기법” 대한 전기학회논문지, 44권(7), pp.866-874